INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES

Autarquia associada à Universidade de São Paulo

**ANÁLISE DE DEFEITOS EM TUBOS DE GERADORES DE VAPOR DE USINAS
NUCLEARES UTILIZANDO A TRANSFORMADA DE HILBERT- HUANG EM
SINAIS DE INSPEÇÃO POR CORRENTES PARASITAS**

ANDRÉ LUIZ FORMIGONI

**Dissertação apresentada como parte
dos Requisitos para obtenção do
Grau de Mestre em Ciências na Área
de Tecnologia Nuclear – Reatores**

Orientador:

Dr. Delvonei Alves de Andrade

São Paulo

2012

Agradecimentos

Ao Profº Delvonei Alves de Andrade pela paciência e orientação do trabalho, e principalmente, pela incansável ajuda na conclusão da pesquisa.

Ao Profº Daniel Kao Sun Ting pelos preciosos ensinamentos ao longo do trabalho e pela confiança depositada em mim.

Aos colegas do laboratório de corrosão do Centro de Ciência e Tecnologia dos Materiais - IPEN.

Aos colegas do grupo de Monitoração e Diagnóstico do Centro de Engenharia Nuclear do IPEN.

RESUMO

ANÁLISE DE DEFEITOS EM TUBOS DE GERADORES DE VAPOR DE USINAS NUCLEARES UTILIZANDO A TRANSFORMADA DE HILBERT- HUANG EM SINAIS DE INSPEÇÃO POR CORRENTES PARASITAS

André Luiz Formigoni

Os tubos de Geradores de Vapor em Reatores Nucleares do tipo PWR são submetidos a diferentes níveis de tensões e carregamento em altas temperaturas, reduzindo sua vida útil devido o surgimento de defeitos e corrosão. A inspeção por Correntes Parasitas é um ensaio não destrutivo usado para diagnosticar defeitos de corrosão e descontinuidades na superfície externa e interna em tubos de trocadores de calor. Esses tubos estão sujeitos a danos por diferentes mecanismos de degradação mecânica e química, tais como trincas por fadiga e corrosão sob tensão. Os sinais de inspeção por Correntes Parasitas são afetados por diferentes ruídos dificultando sua análise pelo inspetor. Esse trabalho apresenta os resultados da análise dos sinais de Correntes Parasitas usando a Transformada de Hilbert-Huang (THH) funcionando como filtro de ruídos (*De-noising*), como uma técnica alternativa de processamento e análise de sinais. A Transformada de Hilbert-Huang teve esse nome atribuído pela agência espacial norte-americana (NASA) para o resultado da reunião de dois processos, um método de decomposição empiricamente modal (*Empirical Mode Decomposition – EMD*), seguido da análise espectral de Hilbert (*Hilbert Spectral Analysis – HSA*). Os sinais de inspeção por correntes parasitas possuem características de transiente, não estacionário e não linear. A transformada de Hilbert-Huang aplicada neste trabalho forneceu dois recursos alternativos em processamento de sinais; o pré-processamento que funcionou como filtro de ruídos, e outro de análise de sinais, responsável pela identificação das características tempo-frequência-energia do sinal.

ABSTRACT

DEFECTS DIAGNOSIS OF NUCLEAR POWER PLANT STEAM GENERATOR TUBES USING THE HILBERT- HUANG TRANSFORM IN EDDY CURRENT TESTING SIGNALS

André Luiz Formigoni

The nuclear power plant steam generator tubes are subjected to different levels of stress and loading at high temperatures, reducing its lifetime due to the development of defects and corrosion. The Eddy Current Testing (ECT) is a nondestructive testing used to diagnose defects of corrosion and discontinuities in the inner and outer surface of heat exchanger tubes. These tubes are subject to failure by different mechanisms of chemical and mechanical degradation such as fatigue and stress corrosion crack. The ECT signals are affected by different noises making the analysis a difficult task to the inspector. This dissertation presents the results of the main characteristics from the ECT signals using the Hilbert-Huang Transform (HHT) as an alternative method for the processing and signal analysis. The Hilbert-Huang Transform has its name given by the American National Aeronautics and Space Administration, NASA, as the result of Empirical Mode Decomposition (EMD) and the Hilbert Spectral Analysis (HSA) methods. The Eddy Current signals are transient, nonstationary and nonlinear. The Hilbert-Huang Transform applied in this work provided two alternative proceedings in signal processing, one in signal pre-processing acting as noise filter (*De-noising*) and another as signal analysis, which identifies the characteristics of signal time-frequency-energy.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	6
1.2 Objetivo.....	7
2. O ENSAIO POR CORRENTES PARASITAS.....	8
2.1 Histórico	8
2.2 Princípios da Inspeção por Correntes Parasitas	8
2.3 A Densidade e Profundidade de Penetração das Correntes Parasitas.....	11
2.4 Propriedades da Bobina de Inspeção por ECT	13
3. TRANSFORMADA DE HILBERT- HUANG (THH)	17
3.1 O Método de Decomposição Empirical Mode Decomposition (EMD)	18
3.2 O Espectro de Hilbert.....	22
4. METODOLOGIA E PROCEDIMENTOS.....	29
4.1 Sistemas de Medidas.....	29
4.1.1 Equipamento de Inspeção	29
4.1.2 Calibração do Equipamento de Inspeção	30
4.2 Corpos de prova	34
4.3 Aquisição do sinal.....	37
4.4 Processamentos do Sinal de Inspeção	40

5. RESULTADOS.....	42
5.1 Sinais Simulados	42
5.2 Sinais Experimentais	53
5.3 Sinais experimentais do tubo de aço 316L	63
6. CONCLUSÕES E DISCUSSÕES	87
7. TRABALHOS FUTUROS	91
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	92

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1 - Principais defeitos encontrados no GV e sua localização (MIRANDA, 2007) (Adaptado pelo autor).</i>	3
<i>Figura 2 – Princípio do ensaio por correntes parasitas: a) campo magnético primário; b) correntes induzidas (parasitas); c) campo magnético secundário (OLYMPUS, 2008).</i>	9
<i>Figura 3 - A inspeção por ECT em tubos: a) campo magnético indutor; b) correntes induzidas no material; c) o fluxo de correntes diante de um defeito (OLYMPUS, 2008).</i>	10
<i>Figura 4 - Profundidade de penetração das correntes parasitas em um material condutor (GE, 2005) (Traduzido pelo autor).</i>	12
<i>Figura 5 - Circuito RLC em série (a) e o plano de impedâncias (b).</i>	14
<i>Figura 6 – Circuito elétrico equivalente RL no ECT (a) e suas componentes no plano de impedância (b).</i>	15
<i>Figura 7 - Composição da Transformada de Hilbert-Huang.</i>	17
<i>Figura 8 - Sinal simulado: a) sinal senoidal; b) sinal chirp; c) sinal composto de senoidal + chirp (Rilling, 2003).</i>	20
<i>Figura 9 - O método EMD aplicado a um sinal simulado: a) identificação dos pontos extremos (máximos e mínimos locais); b) formação do envelope superior e inferior; c) extração da média m_1 dos envelopes; d) a 1ª função modal decomposta, resíduo = $x(t) - m_1$ (Rilling, 2003);</i>	21
<i>Figura 10 - Transformada de Hilbert de uma função.</i>	26
<i>Figura 11 - Interpretação dos atributos instantâneos da THH.</i>	27
<i>Figura 12 - Equipamento de inspeção por Correntes Parasitas MIZ-17 ET usado na pesquisa.</i>	30

<i>Figura 13 – Calibração padrão estabelecida pelo código ASME (2008) (a), e sinais reais calibrados no equipamento de inspeção (b).</i>	31
<i>Figura 14 - A formação do sinal de ECT no monitor do equipamento: a) sinal da sonda numa região sem danos; b) e c) bobina 1 passa através do defeito no tubo; d) bobina 1 sai e bobina 2 atinge o defeito; e) bobina 2 no limite final do defeito completa o sinal de Lissajous.</i>	33
<i>Figura 15 - Tubos com defeitos produzidos em padrão ASME.</i>	35
<i>Figura 16 - Corrosão induzida em duas amostras de tubos de aço 316L.</i>	36
<i>Figura 17 – Cadeia de Medidas: equipamento e sonda de inspeção, placa de aquisição de dados, computador portátil com software Labview® e MATLAB®.</i>	37
<i>Figura 18 - Aquisição do sinal original do tubo de Inconel 600: a) reatância indutiva; b) resistiva; e c) Lissajous.</i>	39
<i>Figura 19 – Fluxograma geral para executar o algoritmo da THH em um sinal.</i>	41
<i>Figura 20 - Sinais padrão simulados: sinal digital modulante, sinal portador, ASK e FSK.</i>	44
<i>Figura 21 - IMFs geradas do sinal FSK pela decomposição EMD.</i>	45
<i>Figura 22 - Espectro de Hilbert do sinal FSK mostrado de duas maneiras diferentes: a) imagem dos pontos e b) pontos discretos.</i>	46
<i>Figura 23 - Espectro de frequência dos sinais ASK e FSK em relação a magnitude.</i>	47
<i>Figura 24 - Espectro de Hilbert mostrado individualmente para cada IMF do sinal FSK: a) IMF 1 e b) IMF 2.</i>	48
<i>Figura 25 - IMFs geradas do sinal ASK pela decomposição EMD.</i>	51
<i>Figura 26 - Espectro de Hilbert do sinal ASK mostrado de duas maneiras diferentes: a) imagem e b) pontos discretos.</i>	52
<i>Figura 27 – Aquisição dos sinais do gerador de funções: a) canal 1, b) canal 2 e c) canal 1 e canal 2.</i>	53
<i>Figura 28 - As IMFs obtidas da decomposição EMD do canal1.</i>	54
<i>Figura 29 - Espectro de Hilbert do canal 1: a) completo e, b) detalhe das IMFs.</i>	55

<i>Figura 30 - Espectro de Hilbert canal 1: a) completo e, b) detalhe das IMFs.</i>	56
<i>Figura 31 - Espectro de frequência do canal 1.</i>	57
<i>Figura 32 - As IMFs obtidas da decomposição EMD do canal 2.</i>	57
<i>Figura 33 - Espectro de Hilbert e o espectro de frequência do canal 2.</i>	59
<i>Figura 34 - Espectro de Hilbert do canal 2: a) espectro total; b) detalhe das IMFs.</i>	60
<i>Figura 35 - Reconstrução do sinal do canal 2.</i>	63
<i>Figura 36 - Sinal original do tubo de aço 316L: a) componentes da reatância e resistência; b) Sinal Lissajous.</i>	65
<i>Figura 37 - IMFs da componente resistência.</i>	66
<i>Figura 38 - Espectro de Hilbert da resistência.</i>	68
<i>Figura 39 - Espectro de frequência da resistência.</i>	69
<i>Figura 40 - Reconstrução da componente resistência e o De-noising.</i>	70
<i>Figura 41 - IMFs da componente reatância indutiva.</i>	73
<i>Figura 42 - Espectro de Hilbert da componente reatância indutiva.</i>	75
<i>Figura 43 - Espectro de frequência da componente reatância indutiva.</i>	76
<i>Figura 44 - Reconstrução do sinal da reatância indutiva e do De-noising.</i>	76
<i>Figura 45 - Reconstrução do sinal de Lissajous: (a) sinal De-noised, (b) sinal original e sinal De-noised.</i>	77
<i>Figura 46 - Sinal do defeito de corrosão e depois do De-noising.</i>	78
<i>Figura 47 - Sinal de Lissajous original e do De-noising.</i>	79
<i>Figura 48 - Zero-padding da resistência.</i>	82
<i>Figura 49 - Zero-padding da reatância.</i>	83
<i>Figura 50 - Zero-padding do sinal de Lissajous reconstruído.</i>	84
<i>Figura 51 - Zero-padding do sinal reconstruído do tubo de aço ASTM A-249-316L.</i>	85
<i>Figura 52 - Zero-padding do sinal de Lissajous reconstruído Inconel 600.</i>	86

1. INTRODUÇÃO

Em 20 de janeiro de 2009, a Eletronuclear iniciou o processo de redução da potência da Usina Nuclea - Angra 1, para realizar testes de pré-desligamento que antecedem a parada para troca dos geradores de vapor (GVs). A Usina saiu efetivamente do Sistema Elétrico Brasileiro às 00h05min do dia 24 de janeiro. Tratou-se de uma parada programada, em comum acordo com o Operador Nacional do Sistema (ONS), com seu retorno em julho do mesmo ano.

A troca dos dois GV's, em Angra 1, foi uma decisão tomada pela Eletronuclear, depois de identificar a predisposição para desgaste da liga metálica (Inconel 600) utilizada nos tubos dos equipamentos, o que exigia frequentes testes de sua integridade. Materiais mais resistentes, não susceptíveis à corrosão sob tensão, foram utilizados na fabricação dos novos geradores. Na parte interna, foram soldados 5.428 tubos em U de liga de níquel (Inconel 690), por onde circula água a cerca de 300°C provenientes do reator nuclear. Essas peças tem 4,5 metros de diâmetro na parte superior do casco e 20,6 metros de comprimento e pesam, em operação normal, 413 toneladas (o peso de cada equipamento vazio é de aproximadamente 330 t). Além disso, outro benefício da substituição dos GV's foi o de eliminar a necessidade da inspeção em 100% dos tubos, em cada parada, passando-se a adotar uma inspeção por amostragem, tal como é realizado em Angra 2, a qual possui quatro GV's.

Com este novo procedimento foi possível reduzir, em até 10 dias, o tempo de parada para o recarregamento de combustível nuclear. Em consequência disso, os custos de preservação e reparos foram praticamente eliminados. O valor total do investimento foi de R\$ 724 milhões, englobando aquisição, análise de segurança, licenciamento, substituição e armazenamento. O mesmo problema também foi encontrado em outras usinas nucleares no mundo que contam com este tipo de gerador de vapor. Em todo mundo, são 89 usinas que já realizaram substituições semelhantes, e outras 16 usinas estão em fase substituição de tais equipamentos.

Os GVs são grandes trocadores de calor do tipo casco e tubos no formato de U invertido, que transferem calor do circuito primário para o circuito secundário de um reator PWR (*Pressurized Water Reactor*) onde geram vapor e movem geradores elétricos através de turbinas. Os GVs são componentes de vital importância nas usinas nucleares que possuem reatores do tipo PWR, pois, além de transferir calor entre os circuitos, impedem a passagem de água radioativa do circuito primário para o secundário (LOPEZ, 1989). Num reator PWR, o calor resultante dos processos de fissão nuclear que ocorrem no núcleo do reator, é retirado pela água de refrigeração do circuito primário (BAILLY, 1999). Esta água sujeita a contaminações radioativas, é bombeada e conduzida por tubulações até chegar ao GV. Neste setor ocorre o processo de troca térmica, realizada por cerca de 5000 tubos com diâmetro de aproximadamente 20 milímetros. Completando o circuito primário, esta água é conduzida de volta ao vaso do reator. Já no circuito secundário, o vapor formado na troca é conduzido para a turbina, e resfriado em condensadores retornando ao GV. Dessa forma, este equipamento torna-se comum aos dois circuitos (SILVA, 2007).

Os tubos do GV estão sujeitos a diferentes mecanismos de degradação mecânica e degradação química, devido a uma série de fatores. Em geral os defeitos nos tubos dos GVs são causados por corrosão sob tensão ou por atrito com as partes estruturais, podendo dar origem a falhas e trincas e ocasionar vazamento da água do circuito primário para o secundário. Os defeitos relacionados com a corrosão são os mais comuns em Geradores de Vapor do tipo recirculação (UPADHYAYA, 1997).

A Figura 1 ilustra esquematicamente os principais defeitos que ocorrem nos tubos de um GV e sua localização, dentre os quais, os mais comuns são: defeitos axiais (passantes e não passantes ou de profundidade parcial) em várias posições ao longo do tubo, defeitos circunferenciais (principalmente na região do topo do espelho), redução uniforme de espessura do tubo em 360° e redução de espessura na direção axial do tubo com extensão limitada na direção circunferencial. Os dois últimos são classificados como volumétricos (MIRANDA, 2007). Os processos de corrosão que podem levar à ruptura são o Desgaste Geral (*Wastage*), o Afinamento de Parede (*Thinning*), o Desgaste Localizado

(*Pitting - PIT*), a Corrosão Intergranular (*Intergranular Attack-IGA*), a Corrosão sob Tensão do Lado da Água do Primário (*Primary Water Stress Corrosion Cracking – PWSCC*) e a Corrosão sob Tensão do Lado da Água do Secundário (*Outside Diameter Stress Corrosion Cracking - ODSCC*) (AIEA, 1996).

Figura 1 - Principais defeitos encontrados no GV e sua localização (MIRANDA, 2007) (Adaptado pelo autor).

A corrosão constitui um problema crônico em todos os ramos da indústria e também nas usinas nucleares. É responsável por enormes prejuízos financeiros, resultado do tempo gasto com a paralisação para a manutenção e substituição precoce dos componentes, além de reduzir a vida útil dos equipamentos (MCMASTER, 1959). Para evitar vazamentos e manter o

funcionamento normal do reator, são realizadas inspeções periódicas nos tubos do GV. Um dos métodos mais utilizado e exigido por norma é a inspeção por Correntes Parasitas (*Eddy-Current Testing* - ECT), uma das técnicas de ensaios não destrutivos (END). Existem outros métodos de END como Ultra-som (US), Partículas Magnéticas (PM), Líquido Penetrante (LP), e Radiografia, porém, para essa aplicação específica, não são tão eficientes quanto o ECT, devido principalmente a fatores como custo elevado, acessibilidade e tempo de exposição do inspetor à radiação.

O método ECT permite a um inspetor detectar e dimensionar um defeito interno ou externo aos tubos, e fornecer um diagnóstico da integridade do componente, além de reduzir o tempo de exposição do inspetor à radiação. Entretanto, esses defeitos que envolvem a corrosão geram sinais muito complexos e de difícil análise além de conter uma variedade de ruídos, o que dificulta em muito sua interpretação. Com isso, o inspetor oferece o risco de fazer um julgamento inadequado do sinal, reduzindo o índice de acerto do diagnóstico, e assim comprometendo a segurança e manutenção dos Geradores de Vapor.

A eficiência dos GVs depende da integridade estrutural e propriedades dos tubos dos trocadores de calor. Este desempenho é significativamente afetado quando uma fração desses tubos é tamponada, ou seja, a passagem da água no tubo danificado é bloqueada para evitar que a água do circuito primário entre no circuito secundário. Sendo assim, para manter a eficiência do GV, algumas medidas foi adotada como a substituição dos tubos de liga 600 (Inconel) pela liga 690 (mais resistente a corrosão sob tensão) além de metodologias de processamento de sinais da inspeção por correntes parasitas para diagnosticar e classificar defeitos.

Alguns estudos da viabilidade das técnicas de processamento de sinais vêm sendo testados com o objetivo de tratar inicialmente os dados (pré-processamento) e de efetuar a análise das informações extraídas, além de auxiliar no diagnóstico e classificação de defeitos dos sinais gerados na inspeção por correntes parasitas em tubos dos trocadores de calor de geradores de vapor em reatores tipo PWR de usinas nucleares. Nos próximos parágrafos serão

descritos os trabalhos cujas ideias e resultados foram evoluindo e tornaram-se fundamentais na formulação da presente pesquisa.

UPADHYAYA *et al.* (1997, 1998, 1999) apresentou o uso de um sistema de classificação de sinais baseado em Transformadas de *Wavelets* e Lógica *Fuzzy*, utilizando um banco de dados fornecido pelo EPRI (*Electric Power Research Institute*) e NDE Center (*Nondestructive Examination Center*). Foi usado no processo de decisão, o ângulo de fase do sinal do defeito medido em três frequências. O objetivo desse trabalho consistia no tratamento dos principais tipos de defeitos encontrados nos tubos de Geradores de Vapor.

CHEN *et al.* (1998), apresentou uma proposta de utilização de Transformadas de *Wavelets* no pré-processamento da componente Reatância Indutiva dos sinais dos defeitos de tubos de Geradores de Vapor, com o objetivo de remover os ruídos tais como o de flutuação da sonda (*Lift-off*). Segundo esses autores, a componente DC do sinal contém o efeito do *Lift-off* e os detalhes em frequência da decomposição do sinal contém os sinais dos defeitos bem como o ruído de alta frequência. Os autores expõem a necessidade de tratar o sinal de forma a retirar todas as componentes em frequência indesejáveis que dificultam a detecção de defeitos e facilitar o emprego de outras técnicas de reconhecimento. A reatância dos sinais é decomposta em vários níveis com as Transformadas de *Wavelets Daubechies* 3 e 10. A recomposição dos sinais é feita após a retirada de coeficientes das diversas frequências de decomposição.

LOPEZ (2002) e LOPEZ *et al.* (2003, 2005a 2005b, 2006) obteve resultados significativos na remoção de diferentes ruídos, tais como ruído do material, ruído da aquisição de sinais e do efeito *Lift-off*, aplicando a Transformada de *Wavelets* (TW) e suas variantes *Haar*, *Daubechies* e Biortogonal no pré-processamento de sinais de defeitos das inspeções por Correntes Parasitas produzidos em amostras de tubos de Geradores de Vapor e em tubos padrão ASME (*American Society of Mechanical Engineers*). Foi proposta uma padronização da medida do ângulo de fase do sinal e a utilização de duas novas características representativas do defeito que são as amplitudes e as aberturas

das pétalas das Figuras de *Lissajous*. Além disso, demonstrou-se viável a utilização de um sistema de decisão baseado em lógica *Fuzzy*.

No mesmo período aos dos trabalhos citados acima, um estudo realizado por HUANG *et al.*(1998), apresentou um método alternativo denominado de Transformada de Hilbert-Huang, para se extrair a frequência e amplitude instantânea de sinais com características de não estacionários e não lineares. Esse método alternativo foi implementado em duas etapas, a primeira determinada como um processo de decomposição empírico (*Empirical Mode Decomposition* - EMD) dá origem a funções intrínsecas (*Intrinsic Mode Function* – IMF) com características de funções harmônicas simples. Em seguida, aplicou-se a Análise Espectral de Hilbert em cada uma dessas funções geradas (IMFs), obtendo-se a amplitude, fase e frequência instantâneas das componentes de um sinal. Os resultados nesse estudo mostraram que a Transformada de Hilbert-Huang fornece a localização da frequência e amplitude no tempo.

1.1 Motivação

Três fatores formam os pilares dessa dissertação. O primeiro baseou-se na experiência obtida pelo autor em ensaios não destrutivos numa empresa do ramo de inspeção e manutenção de aeronaves, que possibilitou um contato real com diferentes ensaios não destrutivos, dentre os quais o ensaio por correntes parasitas. O segundo fator decorreu-se dos estudos anteriormente realizados pelo grupo de Monitoração e Diagnóstico do Centro de Engenharia Nuclear (CEN), do IPEN, abordando correntes parasitas e processamento de sinais, tais como LOPEZ (2002), LOPEZ *et al.* (2003, 2005a 2005b, 2006) que se tornou a base desse trabalho, e NAVARRO (2002). O terceiro fator foi em virtude da situação de Angra 1 que no ano de 2009 passou pelo processo de substituição dos geradores de vapor em parada programada.

1.2 Objetivo

O presente trabalho tem como principal objetivo acrescentar aos estudos realizados em LOPEZ (2002) e LOPEZ *et al.* (2003, 2005a 2005b, 2006), onde foi utilizado a transformada de *Wavelets* no pré-processamento dos sinais de correntes parasitas e lógica *Fuzzy* para classificação do defeitos, agora oferecendo uma ferramenta alternativa de processamento de sinais, introduzindo a Transformada de Hilbert-Huang (THH), a fim de caracterizar sinais de defeitos volumétricos e de corrosão nas inspeções por correntes parasitas realizadas nos tubos dos trocadores de calor dos GVs dos reatores PWR, e reduzir os diferentes ruídos gerados pelo sistema real, para enfim oferecer ao inspetor de END, mais uma ferramenta que permita auxiliá-lo na tarefa de diagnosticar a condição operacional e integridade estrutural dos GVs.

Para alcançar este objetivo, esse trabalho foi desenvolvido em três etapas: o ensaio por ECT, com a capacitação na calibração e operação do equipamento de inspeção do fabricante Zetec[®], o MIZ 17ET; programação em software Labview[®] do fabricante *National Instruments*, para executar a aquisição e manipulação de dados, juntamente com o hardware de aquisição de dados; por fim, a familiarização com a Transformada de Hilbert-Huang e implementação do algoritmo em software MATLAB[®].

2. O ENSAIO POR CORRENTES PARASITAS

2.1 Histórico

O século XIX foi preenchido por descobertas significativas sobre eletromagnetismo, no qual uma cadeia sucessiva de estudos teórico e experimental conduziu a descoberta das correntes parasitas e, dentre muitos cientistas como Oersted, Hanry e Lens, o inglês Michael Faraday teve um papel relevante ao conceituar a indução eletromagnética, em 1831. Porém, a descoberta das correntes parasitas é atribuída a Jean Bernard Leon Foucault por volta de 1855. Foucault observou que quando um disco de cobre era colocado entre os pólos de um magneto era preciso aplicar mais força para fazê-lo girar do que quando não havia o magneto, fato que ocorre devido ao surgimento de correntes parasitas no interior do metal produzidas pela variação do fluxo, correntes estas que também ficaram conhecidas como correntes de Foucault. Contudo, somente em 1864, as correntes parasitas foram fundamentadas quando James Maxwell estabeleceu as equações que definiram a teoria eletromagnética. Poucos anos mais tarde, em 1879, Hughes foi o primeiro a usar as correntes parasitas como ensaio não destrutivo ao distinguir metais registrando a variação da indutância da bobina ao aproximá-la de dois metais diferentes.

2.2 Princípios da Inspeção por Correntes Parasitas

A inspeção por Correntes Parasitas (*Eddy-Current Testing* - ECT) é baseada no princípio de indução eletromagnética. Este fenômeno é caracterizado quando ao excitar-se uma bobina com uma corrente alternada (CA), um campo magnético é gerado em torno das espiras dessa bobina, chamado de campo magnético primário (campo magnético indutor). Quando este campo magnético primário (indutor) está em contato com a superfície do material a ser ensaiado (inspecionado), induz o fluxo de correntes elétricas, de baixa intensidade, na superfície desse material. Essas correntes elétricas induzidas, denominadas de correntes parasitas, geram um segundo campo magnético de menor intensidade e oposto ao campo magnético primário (indutor), denominado campo magnético

secundário (campo induzido). Na Figura 2 é ilustrado o princípio da inspeção por ECT.

Figura 2 – Princípio do ensaio por correntes parasitas: a) campo magnético primário; b) correntes induzidas (parasitas); c) campo magnético secundário (OLYMPUS, 2008).

Enquanto a superfície do material estiver homogênea e ausente de imperfeições, os campos magnéticos estarão em equilíbrio, representando um campo magnético resultante, com condição balanceada ou nula. A presença de uma descontinuidade ou defeito no material provocará uma distorção no fluxo de correntes parasitas na superfície (Figura 3), desequilibrando o campo magnético secundário em relação ao primário (EPRI, 1999). Com isso, a presença de trincas e descontinuidades pode ser examinada monitorando mudanças refletidas nas propriedades elétricas da bobina, definidas como impedância (Z) da bobina. O instrumento de ECT captura essas mudanças na impedância da bobina e efetua medidas em termos da amplitude e fase do sinal. As variações no ângulo de fase e amplitude do sinal estão diretamente relacionadas às características do defeito.

Figura 3 - A inspeção por ECT em tubos: a) campo magnético indutor; b) correntes induzidas no material; c) o fluxo de correntes diante de um defeito (OLYMPUS, 2008).

Como a inspeção por ECT é baseado na indução eletromagnética, alguns parâmetros influenciam a intensidade do campo magnético da bobina. Primeiramente, o material, peça ou componente a ser inspecionado deve ser condutor elétrico. A intensidade do campo e a impedância da bobina terão nível máximo quando a bobina excitada de ECT estiver ao ar livre. Contudo, quando a bobina excitada é colocada próximo da superfície do material condutor numa região homogênea e ausente de discontinuidades, a intensidade do campo resultante diminui pela quantidade do campo secundário gerado pelas correntes

parasitas induzidas. Isto ocorre devido à oposição do campo secundário ao primário e causa a redução da impedância da bobina também.

Algumas condições que em geral afetam o campo magnético secundário por consequência influenciam no campo magnético primário, tais como trincas, condutividade, permeabilidade e dimensões do material, além da distância entre a bobina de ECT e a superfície do material.

2.3 A Densidade e Profundidade de Penetração das Correntes Parasitas

O fluxo de correntes parasitas induzidas na superfície do material é relativamente menor em relação à corrente elétrica de excitação da bobina. Sendo assim, as correntes parasitas são mais fortes nas proximidades entre a superfície do material e da bobina, fazendo que sua densidade diminua exponencialmente com a profundidade. A densidade de correntes parasitas a uma determinada frequência e a uma profundidade x é dada por:

$$J_x = J_0 e^{-x(\pi f \mu \mu_0 \sigma)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.3.1)$$

onde J_0 é a densidade de correntes parasitas na superfície, f é frequência de excitação da bobina em hertz [Hz], μ e μ_0 são respectivamente a permeabilidade magnética no vácuo e relativa de correntes no material em H/m (oersteds/metro), e σ é a condutividade elétrica do material em mhos/metro, sendo 1 para material não magnético.

A profundidade no material onde a magnitude do fluxo de correntes parasitas é igual a 37% do fluxo de correntes parasitas na superfície é chamada de Profundidade de Penetração Padrão (PPP). Isto significa que a densidade de correntes parasitas decai para 37% da densidade da superfície à medida que aumenta a profundidade, ou seja, diminui por um fator de $1/e \approx 36,8\%$, como ilustra a Figura 4.

A penetração dessas correntes no material é controlada primeiramente pela frequência de excitação da bobina. Quando uma bobina é excitada com frequências altas, as correntes parasitas têm baixa penetração e fluem somente

na camada da superfície. Contudo, ao diminuir a frequência, a PPP aumenta e o ponto onde a densidade é 37% da superfície torna-se mais profundo no material. As seguintes equações podem ser usadas para determinar a PPP quando se tem o valor da condutividade elétrica ou da resistividade elétrica do material:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.3.2)$$

$$\delta = \frac{50}{\sqrt{f \mu \rho}} \quad (2.3.3)$$

Onde δ é PPP em metros, ρ a resistividade elétrica em $\mu\Omega \cdot \text{cm}$.

Figura 4 - Profundidade de penetração das correntes parasitas em um material condutor (GE, 2005) (Traduzido pelo autor).

A formação de correntes parasitas na superfície do material depende principalmente das características eletromagnéticas do material, como a condutividade elétrica, a permeabilidade magnética, da geometria da peça e a frequência de excitação da bobina, além das discontinuidades. Estes fatores físicos descritos podem ser detectados no ensaio por correntes parasitas, assim como trincas e corrosão. A frequência de inspeção é a frequência da corrente alternada que circula pela bobina (frequência de excitação). As frequências utilizadas no ensaio encontram-se na faixa entre 100 Hz a 6 MHz.

2.4 Propriedades da Bobina de Inspeção por ECT

Bobinas de inspeção possuem propriedades que estão diretamente relacionadas com sua arquitetura e dimensionamento elétrico. Para melhor compreendê-las, alguns conceitos elétricos devem ser descritos.

Um circuito elétrico qualquer percorrido por uma corrente elétrica alternada consistindo de resistores, capacitores e indutores, pode ser analisado usando a relação (com base na lei de Ohm):

$$V = ZI \quad (2.4.1)$$

Onde V é a tensão em volts, Z é a impedância em ohms, e I a corrente em amperes, na qual V , Z e I são todas quantidades complexas. Com isso, cada componente tem uma impedância complexa associada a ela. Assim, para componentes em série, a impedância resultante Z_R é encontrada pela seguinte relação:

$$Z_R = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n = \sum_{n=1}^N Z_n \quad (2.4.2)$$

A parte real de Z é chamada de resistência R , $Re \{Z\} = R$, e a parte imaginária são chamadas de reatância X , $Im \{Z\} = X$, dada da seguinte forma:

$$Z = R + jX \quad (2.4.3)$$

Onde R e X são medidos em ohms (Ω), e com X sendo:

$$X = X_C + X_L \quad (2.4.4)$$

$$X_C = 1 / (j\omega C) = -j(\omega C) \quad (2.4.5)$$

$$X_L = j\omega L \quad (2.4.6)$$

Onde X_C é reatância capacitiva, X_L é a reatância indutiva, ω é a frequência angular da fonte em rad/s, $\omega = 2\pi f$, f é a frequência em hertz (Hz), C é a capacitância em faradays (μF), e L é a indutância em henries (mH).

A impedância dos elementos de um circuito RLC (resistor-indutor-capacitor) pode ser representada no plano de impedâncias (diagrama de Argand) como mostra a Figura 5.

Figura 5 - Circuito RLC em série (a) e o plano de impedâncias (b).

Em termos físicos, a impedância Z representa a oposição total ao fluxo de correntes AC em dada frequência. A resistência R é a propriedade de oferecer oposição ao fluxo de correntes elétricas. A indutância L é a capacidade que o material condutor possui para induzir tensão quando há variação de corrente elétrica.

As variáveis que afetam a indutância são o número de espiras, o diâmetro, o comprimento da bobina, e a permeabilidade magnética do material. A reatância indutiva X_L é a propriedade que o campo magnético da bobina tem de se opor ao fluxo de correntes.

O circuito elétrico equivalente que pode descrever os fenômenos elétricos no ensaio por correntes parasitas pode ser representado por um circuito resistor-indutor (RL) como mostrado na Figura 6 a seguir.

Figura 6 – Circuito elétrico equivalente RL no ECT (a) e suas componentes no plano de impedância (b).

A resistência elétrica e a reatância indutiva são componentes de oposição ao fluxo de corrente elétrica. Analisando o circuito da Figura 6 no plano complexo, a impedância é interpretada como a amplitude do sinal e é representada por um vetor de comprimento Z , definida pelas equações:

$$|Z| = \sqrt{X_L^2 + R^2} \quad (2.4.7)$$

$$X_L = |Z| \sin \theta \quad (2.4.8)$$

$$R = |Z| \cos \theta \quad (2.4.9)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\text{IMAG}(Z)}{\text{REAL}(Z)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{X_L}{R} \right) \quad (2.4.10)$$

Onde θ é o ângulo de fase do sinal.

A inspeção por ECT utiliza os parâmetros $|Z|$ e θ do sinal para caracterizar uma descontinuidade ou defeito no material (EPRI, 1999).

Na inspeção por ECT as bobinas são classificadas basicamente em dois tipos: modo de operação com sondas absolutas (uma bobina) e sondas diferenciais (duas bobinas); e modo de configuração composta por sonda externa (de superfície) e sonda interna (de tubos). Tanto a sonda diferencial como a sonda absoluta podem ser externa ou interna. As sondas absolutas são utilizadas

para diferenciar materiais, medir a espessura de camada de material e determinar dureza (MCMMASTER, 1959). As sondas diferenciais são utilizadas para detectar defeitos.

As duas bobinas (primária e secundária), integradas em circuitos diferenciais, se autocomparam para a geração do sinal. Assim que a sonda passa por uma descontinuidade na peça, ou onde não há material, mas com a presença de ar (material paramagnético), ocorre um desbalanceamento no campo magnético. Os sistemas de autocomparação do sinal realizado na sonda diferencial dão origem às Figuras denominadas de *Lissajous*. Na inspeção de tubos, a mudança na impedância da bobina é processada por um circuito elétrico configurado na forma de ponte de impedâncias, que produz um sinal com características da figura de *Lissajous*. As figuras de *Lissajous* podem ser obtidas analisando sinais harmônicos em osciloscópios, onde dois canais de entrada (um horizontal e outro vertical) têm as variáveis da amplitude, fase e frequência, ajustadas de maneira que sejam construídas inúmeras formas de ondas na tela do instrumento. O sinal gerado pelo equipamento de inspeção por ECT apresenta características semelhantes ao sinal de *Lissajous* do osciloscópio, onde uma componente assume o canal vertical e outra assume o canal horizontal.

3. TRANSFORMADA DE HILBERT- HUANG (THH)

Norden Huang (1998) introduziu a Transformada de Hilbert-Huang (THH) como uma nova ferramenta de processamento de sinais que, adaptativamente, decompõe sinais não estacionários e não lineares numa classe de funções intrínsecas chamadas de *Intrinsic Mode Function* (IMF), aplicando um método de decomposição empiricamente modal, denominado de *Empirical Mode Decomposition* (EMD), e aplica-se a análise espectral de Hilbert (*Hilbert Spectral Analysis* - HSA) para obter os atributos instantâneos do sinal, classificando-os como amplitude instantânea, fase instantânea e a frequência instantânea do sinal.

A frequência instantânea é usada para obter uma localização temporal através do espectro tempo-frequência-energia do sinal original. A Transformada de Hilbert-Huang, como esquematizado na Figura 7, combina os métodos EMD e HSA. De maneira geral, a THH consiste de duas etapas, primeiro executa-se a decomposição EMD para se extrair as funções IMFs, e em seguida, aplica-se a análise HSA (Huang, 1998), para se obter os atributos instantâneos de um sinal.

Figura 7 - Composição da Transformada de Hilbert-Huang.

3.1 O Método de Decomposição *Empirical Mode Decomposition* (EMD)

Segundo Huang (1998), diferente de quase todos os métodos disponíveis, este novo método é intuitivo, direto, e adaptativo *a posteriori*, com a base de decomposição derivada dos dados. A decomposição é desenvolvida de uma simples suposição de que quaisquer dados consistem de simples modos intrínsecos de oscilação. Cada modo pode ou não ser linear e terá o mesmo número de extremos e *Zero-crossings* (pontos situados num valor de referência zero ou valor médio). Uma vez separados, cada modo será independente dos outros, uma vez que não possuem extremos múltiplos entre sucessivos *Zero-crossings*. Assim, cada um desses modos é designado como uma IMF. Para ser uma IMF, uma função deve satisfazer duas condições:

- 1) Em todo o conjunto de dados, o número de extremos locais e o número de *zero-crossings* devem ser iguais ou diferir no máximo por um;
- 2) Em qualquer ponto, o valor médio dos envelopes definidos pelo máximo local e o envelope definido pelo mínimo local deve ser igual a zero. Com isso, uma IMF representa a contrapartida de uma função harmônica simples, necessária para se efetuar a transformada de Hilbert (Huang, 1998).

Com essa definição, o processo para EMD deve seguir as etapas seguintes:

1. Identificar os pontos de extremos locais (ponto de máximo local – picos, e ponto de mínimo local – vales);
2. Conectar esses pontos de máximo e mínimo local por uma função cúbica *Spline* a fim de gerar o envelope superior e inferior respectivamente. Esses envelopes devem cobrir todos os dados entre eles;
3. Extrair a média m_1 dos envelopes superior e inferior;
4. Subtrair m_1 do sinal original $x(t)$. Essa diferença é a primeira componente e designada como h_1 , isto é:

$$x(t) - m_1 = h_1 \quad (3.1.1)$$

Tecnicamente, h_1 pode ser considerada uma função IMF, a menos que alguns erros possam ser introduzidos pelo processo de ajuste da curva *spline*, visto que, em muitos casos, existem ondas de baixa amplitude sobrepostas na entrada e saída do sinal, denominadas de *Overshoots*, quando possui pico positivo e *Undershoots*, caso contrário. Com isso, se a construção de h_1 descrito anteriormente não satisfizer os requerimentos para ser uma IMF, esse processo deve ser repetido muitas vezes. Cada ciclo de repetição para obter uma IMF recebe o nome de iteração. Esse processo tem duas finalidades: eliminar pequenas ondas que parecem “surfar” em ondas maiores (ondas *Riding*) e obter o sinal ou perfil mais simétrico (HUANG, 1999). Nas etapas subsequentes da decomposição, h_1 será tratada como se fosse o sinal original, isto é, vai ocupar o lugar de $x(t)$ no processo seguinte, então:

$$h_1 - m_{11} = h_{11} \quad (3.1.2)$$

Depois de repetir o processo k vezes, h_{1k} torna-se uma IMF, isto é,

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k} \quad (3.1.3)$$

e então será designado como $c_1 = h_{1k}$, a primeira componente de função IMF dos dados. A função c_1 deve conter a melhor escala ou a componente de menor período dos dados. Em termos computacionais, os passos até alcançar essa etapa são considerados como parte de um laço (Loop) interno. Agora c_1 será separado do sinal original $x(t)$ com:

$$x(t) - c_1 = r_1 \quad (3.1.4)$$

onde r_1 é denominado resíduo, que contém a informação em componentes de período maior. No entanto, agora r_1 será tratado como um novo sinal e submetido ao mesmo processo de decomposição. É o começo de outro laço, o externo, para gerar a próxima IMF. Esse processo se repetirá para todos os subsequentes r_j 's,

$$r_1 - c_2 = r_2, \dots, r_{n-1} - c_n = r_n \quad (3.1.5)$$

Somando as equações (3.14) e (3.15), finalmente obtemos (Huang, 1998):

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j + r_n \quad (3.1.6)$$

Onde c_j é j-ésima IMF, e n é o número de IMFs decompostas, de maneira que essa equação é um dos caminhos para reconstruir o sinal original.

Para garantir que a componente IMF conserve suficiente sentido físico de amplitude e frequência, o processo de decomposição deve ser limitado. Huang (1999) propôs dois critérios de parada do processo de decomposição: quando o resíduo r_n é uma função tendo só um extremo, ou quando o resíduo r_n tornar-se uma função monotônica do qual nenhuma IMF poderá ser extraída. Um exemplo das etapas da decomposição EMD pode ser ilustrado na Figura 8 através de um sinal simulado que é composto de uma senóide e uma onda *chirp*.

Figura 8 - Sinal simulado: a) sinal senoidal; b) sinal chirp; c) sinal composto de senoidal + chirp (Rilling, 2003).

Os procedimentos numéricos para se extrair o primeiro resíduo da primeira iteração (ciclo completo de etapas executadas) podem ser visualizados na Figura 9, na qual é possível observar que o resíduo dessa primeira iteração

não apresenta as características para se tornar uma IMF, e de acordo com a definição, o processo deve-se repetir até a função resíduo atender os critérios que classificam como IMF.

Figura 9 - O método EMD aplicado a um sinal simulado: a) identificação dos pontos extremos (máximos e mínimos locais); b) formação do envelope superior e inferior; c) extração da média m_1 dos envelopes; d) a 1ª função modal decomposta, resíduo = $x(t) - m_1$ (Rilling, 2003);

3.2 O Espectro de Hilbert

As transformadas ou integrais de transformação são ferramentas matemáticas fundamentais no estudo de processamento de sinais, pois através delas é possível analisar um sinal obtido em um determinado domínio para outro mais apropriado. Um exemplo é a transformada de Fourier (TF), onde uma função qualquer no domínio do tempo $x(t)$ é transformada para o domínio da frequência, e o processo inverso também é obtido, isto é, uma função no domínio da frequência é transformada para o do tempo. A transformada de Hilbert (TH), diferentemente da transformada de Fourier, não muda a função de domínio, mas fornece parâmetros da função no próprio domínio. Assim, a transformada de Hilbert encontra aplicações em processamento digital de sinal, isto é, na descrição de sinais, sistemas e circuitos, e empregado na forma de filtros analógicos e digitais, onde recebe a denominação de transformadores de Hilbert.

É nessa etapa da transformada de Hilbert-Huang que se aplica a análise espectral de Hilbert (HSA), onde é calculada a transformada de Hilbert de cada uma das funções IMFs, fornecendo um sinal analítico por meio do qual será efetuado o cálculo da amplitude, fase e frequência instantânea, e posteriormente, obter o diagrama do espectro de amplitude de Hilbert, também denominado de espectro de Hilbert.

Assim, para uma função real $x(t)$ arbitrária, a transformada de Hilbert da função $x(t)$ é definida pela integral (POULARIKAS, 1999):

$$TH[x(t)] = y(t) = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.2.1)$$

e sua transformada de Hilbert inversa é

$$TH[y(t)]^{-1} = x(t) = -\frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{y(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.2.2)$$

onde P indica o Valor Principal de Cauchy (Huang, 1998, 1999, 2003) ou Valor Principal da Integral. Alguns autores usam a notação VP ao invés de P . Para exemplificar o que é o valor principal de Cauchy P ou VP , define-se primeiro a integral

$$\int_a^b f(x)dx \quad (3.2.3)$$

Seja $f(x)$ uma função da variável x e contínua no intervalo fechado $[a, b]$ e descontínua apenas num ponto $c \in (a, b)$ e escolhemos dois números $\tau > 0$ e $\rho > 0$ tais que $a < c - \tau < c + \tau < b$, assim, podemos escrever:

$$\int_a^{c-\tau} f(x)dx + \int_{c+\tau}^b f(x)dx \quad (3.2.4)$$

Se existirem os limites

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \int_a^{c-\tau} f(x)dx \text{ e } \lim_{\rho \rightarrow 0} \int_{c+\tau}^b f(x)dx \quad (3.2.5)$$

Então podemos definir, segundo a teoria de Cauchy (Soares, 2009), que

$$\int_a^b f(x)dx = \lim_{\tau \rightarrow 0} \int_a^{c-\tau} f(x)dx + \lim_{\rho \rightarrow 0} \int_{c+\tau}^b f(x)dx \quad (3.2.6)$$

Em outras palavras, se o limite (3.2.6) existir, mesmo quando as integrais (3.2.5) não apresentam convergência, este limite será o Valor Principal de Cauchy (valor da Integral) em $[a, b]$ da função f . Em consequência disso, se f possuir descontinuidades $a < t_1 < \dots < t_n < b$ no intervalo $[a, b]$, o Valor Principal de Cauchy em $[a, b]$ de f será por definição o limite (Lins Neto, 2008):

$$P \left[\int_a^b f(x)dx \right] = \lim_{\tau \rightarrow 0^+} \left[\int_a^{t_1-\tau} f(x)dx + \int_{t_1+\tau}^{t_2-\tau} f(x)dx + \dots + \int_{t_n+\tau}^b f(x)dx \right] \quad (3.2.7)$$

Além disso, se $f = u + jv$, onde u é a parte real de f , $u = \text{Re}(f)$, e jv é a parte imaginária de f , $v = \text{Im}(f)$, então

$$P \left[\int_a^b f(x) dx \right] = P \left[\int_a^b u(x) dx \right] + jP \left[\int_a^b v(x) dx \right] \quad (3.2.8)$$

A seguir serão apresentados dois exemplos que demonstram a definição acima. Para a integral

$$\int_{-1}^1 \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx \quad (3.2.9)$$

Primeiro encontra-se a primitiva dessa função

$$\int \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx = \frac{3}{2} \sqrt[3]{x^2} \quad (3.2.10)$$

E agora calculam-se os limites:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \int_{-1}^{-\tau} \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{3}{2} (\sqrt[3]{\tau^2} - 1) = -\frac{3}{2} \quad (3.2.11)$$

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \int_{\rho}^1 \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx = \lim_{\rho \rightarrow 0} \frac{3}{2} (1 - \sqrt[3]{\rho^2}) = \frac{3}{2} \quad (3.2.12)$$

Logo, tem-se:

$$\int_{-1}^1 \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx = \lim_{\tau \rightarrow 0} \int_{-1}^{-\tau} \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx + \lim_{\rho \rightarrow 0} \int_{\rho}^1 \frac{1}{\sqrt[3]{x}} dx = -\frac{3}{2} + \frac{3}{2} = 0 \quad (3.2.13)$$

onde os limites existem. No próximo exemplo, entretanto, os limites não existem: Dada a função $f(x) = 1/x^3$ a seguir e seus limites,

$$\int_{-1}^1 \frac{1}{x^3} dx \quad (3.2.14)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \int_{-1}^{-\tau} \frac{1}{x^3} dx \quad (3.2.15)$$

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \int_{\rho}^1 \frac{1}{x^3} dx \quad (3.2.16)$$

Aplicando a propriedade de limite da soma e fazendo $\tau = \rho$, tem-se:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \left[\int_{-1}^{-\tau} \frac{1}{x^3} dx + \int_{\tau}^1 \frac{1}{x^3} dx \right] = 0 \quad (3.2.17)$$

Agora, de acordo com a definição apresentada anteriormente, em Cauchy, define-se o Valor Principal de Cauchy (f é descontínua) em um ponto $c \in (a, b)$ por:

$$P \int_a^b f(x) dx := \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[\int_a^{c-\tau} f(x) dx + \int_{c+\tau}^b f(x) dx \right] \quad (3.2.18)$$

Note que, se existirem os limites em (3.2.5) então existe o limite em (3.2.15) e o valor principal de Cauchy é o valor da integral tornando-se:

$$P \int_a^b f(x) dx = \int_a^b f(x) dx \quad (3.2.19)$$

Com a definição em (3.2.1), a função $x(t)$ e sua transformada de Hilbert, $y(t)$, formam um par de conjugado complexo, que nos fornece um sinal analítico $z(t)$ (Huang, 1998, 1999, 2003), como

$$z(t) = x(t) + iy(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (3.2.20)$$

onde,

$$a(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (3.2.21)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (3.2.22)$$

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2.23)$$

onde $a(t)$ é amplitude instantânea, $\theta(t)$ é a fase instantânea e $\omega(t)$ é a frequência instantânea da função, obtida derivando-se a fase instantânea $\theta(t)$.

A transformada de Hilbert é somente bem definida quando aplicada a análise de sinais harmônicos simples (Huang, 1998). Contudo, o mesmo resultado não acontece em sinais compostos por mais de um harmônico ou com ruídos, como é mostrado na Figura 10. Esse comportamento da transformada foi superado quando Huang aplicou a TH em conjunto com o método EMD.

Figura 10 - Transformada de Hilbert de uma função.

A interpretação de amplitude, fase e frequência instantânea de um sinal analítico $\psi(t) = u(t) + jv(t)$ pode ser entendida ao introduzir o conceito de uma rotação de fasor no plano Cartesiano (u, v) , como mostrado na Figura 10:

Figura 11 - Interpretação dos atributos instantâneos da THH.

Com a mudança das coordenadas de retangular (u, v) para polar (A, φ) , obtêm-se:

$$u(t) = A(t)\cos[\varphi(t)] \quad (3.2.24)$$

$$v(t) = A(t)\sin[\varphi(t)] \quad (3.2.25)$$

$$\psi(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (3.2.26)$$

define-se a amplitude instantânea do sinal analítico como igual ao comprimento do fasor A (vetor raio):

$$A(t) = \sqrt{u^2(t) + v^2(t)} \quad (3.2.27)$$

e a fase instantânea igual ao ângulo de fase instantâneo:

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \frac{v(t)}{u(t)} \quad (3.2.28)$$

Assim, em cada instante de tempo, o fasor rotaciona no plano (u, v) e sua velocidade angular instantânea define a frequência angular instantânea dada pela derivada de $\varphi(t)$:

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt}[\varphi(t)] = \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1} \left(\frac{v(t)}{u(t)} \right) \right] = 2\pi F(t) \quad (3.2.29)$$

onde $F(t)$ define a frequência instantânea do sinal analítico dado por:

$$F(t) = \frac{\Omega(t)}{2\pi} \quad (3.2.30)$$

Lembrando-se que a parte real de um sinal e sua transformada de Hilbert é dada em termos de um sinal analítico pelas equações (3.2.1) e (3.2.2).

Assim, o sinal original $x(t)$ pode ser obtido por:

$$x(t) = \text{Re} \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{i \int \omega_n dt} \quad (3.2.31)$$

onde a_n e ω_n são a amplitude e frequência instantânea da n -ésima IMF respectivamente, fornecendo uma distribuição tempo-frequência da amplitude denominado de espectro de Hilbert, $H(\omega, t)$.

4. METODOLOGIA E PROCEDIMENTOS

Para alcançar os objetivos desse trabalho, os procedimentos adotados foram divididos em duas etapas: A primeira foi estabelecer um sistema de medidas necessário para fornecer os dados experimentais, contendo instrumentos de bancada experimental como osciloscópio, gerador de funções (gerador de sinais), hardware de aquisição de dados (placa de aquisição de sinais), computador com softwares Labview[®] e MATLAB[®], e um equipamento de inspeção por correntes parasitas para executar testes e calibrações preliminares dos dados experimentais. A segunda etapa consistiu em implementar o algoritmo da transformada de Hilbert-Huang em MATLAB[®].

A validação do algoritmo da transformada de Hilbert-Huang decorreu-se mediante testes preliminares dividido em duas fases para posteriormente executar o processamento dos sinais da inspeção por correntes parasitas: a primeira consistiu de aplicar a THH em sinais simulados numericamente. A segunda etapa consistiu novamente de aplicar a THH, porém, agora em sinais extraídos do gerador de funções da bancada experimental.

4.1 Sistemas de Medidas

4.1.1 Equipamento de Inspeção

O equipamento usado nessa pesquisa para executar a inspeção por Correntes Parasitas foi o MIZ-17ET do fabricante Zetec[®] (Figura 11). Trata-se de um instrumento de bancada que opera com até quatro canais simultâneos para quatro frequências que variam na escala de 100 Hz a 1 MHz. O sinal para ser visualizado na tela é amostrado em até 8 kS/s (8000 Samples/seconds) para um canal (uma frequência), dois canais (duas frequências) em até 4 kS/s e quatro canais (quatro frequências) em até 2 kS/s. Estas são as frequências de amostragem que o aparelho oferece para visualizar o sinal na tela. O equipamento também oferece modo de operação para uma sonda absoluta e

duas sondas diferenciais. Contudo, fornece somente uma saída analógica para extração de dados através de um conector padrão DB – 15.

Figura 12 - Equipamento de inspeção por Correntes Parasitas MIZ-17 ET usado na pesquisa.

4.1.2 Calibração do Equipamento de Inspeção

A calibração do equipamento de inspeção por Correntes Parasitas é executada introduzindo a sonda diferencial em um tubo de referência padrão de acordo com o Artigo 8, Seção V do código ASME (2008). Assim que a sonda passar por um defeito artificial contido no tubo padrão, o sinal de resposta do equipamento deve corresponder ao da Figura 12. De acordo com o código ASME (2008), o sinal de *Lissajous* deve iniciar pelo terceiro ou quarto quadrante e seguir a sequência 1, 2, 3 e 4 esquematizadas na Figura 12 (a). O sinal no trecho entre 2 e 3, caracterizado como a reta de subida, fornece o ângulo de fase do sinal. Assim, o sinal de defeito do furo passante (100% *Through Wall Hole*) deve ser ajustado para aproximadamente 40° no sentido anti-horário e deve ter uma diferença de 50° a 120° do sinal do defeito de furo simples com 20% de profundidade (20% *Flat Bottom Hole*). A Figura 12 (b) mostra o sinal de furo passante e furo com 20% de profundidade calibrada no equipamento de ECT,

conforme recomendado pelo código ASME. Observe que os ângulos formados entre os dois defeitos e o ângulo formado entre o furo passante e a reta horizontal são correspondentes.

Figura 13 – Calibração padrão estabelecida pelo código ASME (2008) (a), e sinais reais calibrados no equipamento de inspeção (b).

Existem dois métodos de medição de ângulo de fase: o método de taxa máxima (MaxRate) e o de tensão pico a pico (Volts_{peak-peak} – V_{p-p}). O método da taxa máxima faz a medição do ângulo de fase do sinal usando a linha de transição entre as duas pétalas da *Lissajous* com base na mudança rápida de linha de transição sobre três pontos de dados. Esse método de medida é frequentemente usado em sinais bem definidos. Contudo, quando o sinal da *Lissajous* resultante não corresponde ao padrão ASME, isto é, o sinal tem sua forma distorcida, o método mais indicado para medir o sinal é o V_{p-p} . O método permite a medição em linha reta entre os pontos extremos de duas pétalas, independente da forma ou da complexidade da linha de transição. O ângulo de fase é alterado sempre que o defeito ou trinca muda de profundidade. Com isso, a mudança do ângulo de fase pode ser correlacionada à profundidade da trinca e ser analisado por uma curva de calibração.

Para defeitos internos, os ângulos de fase variam de 0° a 40° e são diretamente proporcionais à profundidade. Já os defeitos externos têm ângulos de fase que variam de 40° a 180° e são inversamente proporcionais à profundidade (EPRI, 1999).

A Figura 13 ilustra o tipo de sonda interna diferencial usada nas inspeções em tubos e seu sinal equivalente na tela do equipamento de ECT. Pode-se observar que quando uma sonda se desloca por uma região livre de danos e descontinuidades, o sinal representa um ponto flutuante na tela do equipamento. O sinal somente começa a se formar quando as correntes parasitas induzidas pelo campo magnético da primeira bobina da sonda no material entram nos limites iniciais do defeito, onde as alterações nas propriedades estruturais do material já alteram as impedâncias e desbalanceam o campo magnético resultante. Por fim, o sinal de *Lissajous* completo é gerado somente quando as correntes parasitas induzidas pelo campo magnético atingem os limites finais do defeito.

Figura 14 - A formação do sinal de ECT no monitor do equipamento: a) sinal da sonda numa região sem danos; b) e c) bobina 1 passa através do defeito no tubo; d) bobina 1 sai e bobina 2 atinge o defeito; e) bobina 2 no limite final do defeito completa o sinal de Lissajous.

4.2 Corpos de prova

As amostras de tubos de trocadores de calor e tubos com defeitos artificiais padrão ASME (2008) usadas nesse trabalho são os mesmos utilizados no trabalho de LOPEZ (2002) e são descritas a seguir:

Tubo ASTM A-249-316L é um padrão ASME para calibração de aço inoxidável com diâmetro de $\varnothing$ 19,05 mm, espessura 1,24 mm (BWG 18), contém furos cegos de fundo plano externos, um furo passante e entalhes circunferenciais internos e externos produzidos por eletro-erosão e usinagem (Figura 14-a).

Tubo ASTM A-249-316L é um padrão ASME para calibração de aço inoxidável com diâmetro de $\varnothing$ 19,05 mm, espessura 1,24 mm (BWG 18), contém furos cegos de fundo plano externos, um furo passante e entalhes circunferenciais internos e externos com defeitos produzidos somente por usinagem (Figura 14-b).

Tubo ASTM B-163 600 (Inconel 600), é um padrão ASME para calibração de aço inoxidável com $\varnothing$ 22,22 mm, espessura 1,30 mm (BWG 18). Esse tubo possui 6 defeitos ASME utilizados para calibração, isto é, possui um canal interno com largura de 1,0 mm e profundidade 25% da espessura da parede do tubo, um furo passante de $\varnothing$ 1,5 mm, um furo cego externo de fundo plano de $\varnothing$ 2,0 mm e profundidade de 75% da espessura da parede do tubo, um furo cego externo de fundo plano de $\varnothing$ 2,8 mm e profundidade de 50% da espessura do tubo, quatro furos cegos externos de fundo plano de $\varnothing$ 3,5 mm e profundidade de 25% da espessura do tubo e um rasgo externo largura 1,5 mm e profundidade de 50% da espessura da parede do tubo.

Além desses defeitos, este tubo possui outros 9 defeitos produzidos com o objetivo de reproduzir artificialmente os principais defeitos volumétricos encontrados em tubos de Geradores de Vapor de reatores PWR: um furo cego de fundo plano de $\varnothing$ 2,0 mm e profundidade de 50% da espessura do tubo, um furo cônico externo de fundo plano de $\varnothing$ 2,0 mm e $\varnothing$ 0,5 mm com profundidade de 75% da espessura da parede do tubo, um furo cônico externo de fundo plano de $\varnothing$ 2,8 mm e $\varnothing$ 0,8 mm com profundidade de 50% da espessura da parede do tubo, um furo cônico externo de fundo plano de $\varnothing$ 3,5 mm e $\varnothing$ 1,0 mm com

profundidade de 25% da espessura da parede do tubo, dois rasgos excêntricos (semi-circunferências assimétricas) com 1,5 mm de largura e profundidades de 25% e 50% da espessura da parede do tubo e três grandes rasgos de semi-circunferências simétricas com largura de 10 mm e profundidades de 75%, 50% e 25% da espessura da parede do tubo (Figura 14-c).

Figura 15 - Tubos com defeitos produzidos em padrão ASME.

Tubo ASTM A-249-316L de aço inoxidável foi usado para induzir corrosão (Figura 15). O procedimento utilizado para induzir corrosão pontual obedeceu aos seguintes critérios:

1. Imersão de amostra em solução salina NaCl à 3,5%;
2. Imersão de amostra em solução de cloreto férrico segundo norma ASTM-G 48-76;
3. Imersão em solução ácida de HCl a 30%;
4. Sensibilização da amostra introduzindo-a em forno a 800°C por duas horas, e posterior resfriamento em água;
5. Exposição do corpo de prova a uma solução fortemente ácida, com o objetivo de acelerar o processo de corrosão, foi composta de:
 - FeCl_3 10 g/l;
 - HCl100 ml/l;
 - NaCl10 g/l;
 - HClO_4 30 ml/l;
 - H_2O_2 5 ml/l;

A amostra foi exposta aos vapores da solução em ambiente fechado por períodos de 24, 36 e 48 horas.

Figura 16 - Corrosão induzida em duas amostras de tubos de aço 316L.

4.3 Aquisição do sinal

Para captar os sinais gerados no equipamento de inspeção MIZ 17ET, foi utilizada uma placa de aquisição de dados NI USB-6009 do fabricante *National Instruments*, que tem capacidade de amostrar um sinal em até 48 kS/s. O equipamento MIZ 17ET gera um sinal analógico de 60 Hz e amplitude medida em tensão de +10 até -10 volts, e amostra o mesmo sinal para ser visualizado na tela com taxa máxima de até 8 kS/s para uma frequência, 4 kS/s para duas frequências, e 2 kS/s para quatro frequências, desta forma, esta placa de aquisição se mostrou adequada à pesquisa.

A cadeia de medidas é mostrada na Figura 17: computador portátil com software Labview[®] e MATLAB[®], uma placa de aquisição de dados, e equipamento com a sonda de inspeção forma a infra-estrutura básica para o desenvolvimento dessa pesquisa, os quais estão disponíveis em laboratórios do Centro de Engenharia Nuclear do IPEN.

Figura 17 – Cadeia de Medidas: equipamento e sonda de inspeção, placa de aquisição de dados, computador portátil com software Labview[®] e MATLAB[®].

Após realizar o ajuste e calibração do MIZ 17ET seguindo a norma ASME, a aquisição de sinais dos defeitos contidos nos tubos de Inconel 600 e dois de Aço Inox 316L, foi feita variando-se a taxa de amostragem e ganho do sinal (decibéis - dB) a fim de obter um sinal com as mesmas características de um sinal real, ou seja, gerado numa inspeção de campo. Na Figura 18 é mostrado o aspecto da aquisição do sinal de um tubo de Inconel 600, com a componente vertical Reatância Indutiva X_L (Figura 18-a), a componente horizontal Resistência R (Figura 18-b) e o sinal de *Lissajous* formado pelas componentes vertical versus Horizontal (Figura 18-c), onde é possível observar os cinco defeitos artificiais usinados em padrão ASME, dos quais se tem o furo passante, e quatro furos com profundidade com 80%, 60%, 40% e 20% da espessura do material. Este sinal foi adquirido com uma taxa de amostragem de 16 kS/s, que é superior à taxa de amostragem que o equipamento MIZ-17ET fornece para uma frequência (8 kS/s) ser visualizada na tela. Nota-se, observando a Figura 17 que, mesmo amostrando o sinal duas vezes acima da amostragem do instrumento, com um rigoroso ajuste do equipamento e cuidadosa inspeção do tubo, o sinal contém ruídos.

Outras aquisições foram realizadas variando-se a taxa de amostragem (2 kS/s, 4 kS/s e 8 kS/s) e o ganho da amplitude do sinal, com o objetivo de observar o aspecto do mesmo, que é visualizado na tela do equipamento e comparar com o sinal real da aquisição.

Figura 18 - Aquisição do sinal original do tubo de Inconel 600: a) reatância indutiva; b) resistiva; e c) Lissajous.

4.4 Processamentos do Sinal de Inspeção

A técnica de processamento de sinais usada nesse trabalho, a transformada de Hilbert-Huang, foi desenvolvida em MATLAB[®]. Para se obter o algoritmo da THH, os mesmos procedimentos adotados para estabelecer a cadeia experimental foram seguidos, porém adicionando-se uma parte de simulação de sinais. Assim, para implementar o algoritmo, primeiro uma série de sinais padrão foi simulada utilizando-se o software MATLAB[®].

A THH é uma técnica que pode ser dividida em duas etapas: a primeira executa o processo de decomposição EMD do sinal para gerar as funções intrínsecas IMFs (etapa de pré-processamento do sinal) e em seguida aplica-se a Análise Espectral de Hilbert em cada uma dessas IMFs geradas ou numa IMF específica para análise (etapa de processamento ou análise do sinal).

Para um dado sinal discreto $x[n]$, o fluxograma da Figura 19 esquematiza as etapas para gerar o algoritmo da THH. Na prática, o algoritmo deve ser segmentado em pelo menos dois programas, um para a decomposição EMD, onde está contida a estrutura que envolve o laço interno e laço externo, outro para a análise HSA. Isto porque o método EMD produz uma quantidade indefinida de gráficos para cada sinal, tanto para gráficos das iterações executadas, quanto para gráficos das IMFs. Cada bloco do fluxograma deve receber o devido tratamento numérico de acordo com o objetivo de cada trabalho e para evitar longos períodos de processamentos.

Diferente de outras técnicas conhecidas de processamento de sinais como aquelas pertencentes ao domínio das transformadas de Fourier e das *Wavelets*, o MATLAB[®] não possui funções ou bibliotecas específicas (*Toolboxes*) para a etapa de decomposição EMD da THH, uma vez que se trata de uma técnica recente e com abordagem numérica. Contudo, algumas bibliotecas são necessárias para a execução do programa tais como a de Processamento de Sinais e *Spline*. Com isso, para implementar o algoritmo da THH e validá-lo, o caminho escolhido foi o de simular uma variedade de sinais padrão antes de uma aplicação real.

Figura 19 – Fluxograma geral para executar o algoritmo da THH em um sinal.

5. RESULTADOS

Em inspeções realizadas na indústria e em tubos de Geradores de Vapor, o ruído é um sério problema encontrado em dados extraídos de inspeções em campo. Nas inspeções por correntes parasitas os dados fornecidos possuem ruídos que podem interferir na análise dos sinais adquiridos, tornando complexo o problema da validação dos sinais (UPADHYAYA, 1998). Os sinais de ECT possuem basicamente quatro tipos de ruídos, são eles: (1) Ruído do material, causado por variações dimensionais e alterações das propriedades magnéticas do material; (2) Ruído de aquisição do sinal, geralmente causado por um ganho elevado do sinal, de alta frequência; (3) Ruído do efeito da distância sonda-peça, também denominado de *Lift-Off* e (4), a flutuação da sonda no interior do tubo durante o seu deslocamento é denominado de *Wobble*, com característica de baixa frequência.

5.1 Sinais Simulados

Os sinais gerados na inspeção por correntes parasitas são formados por duas componentes, a reatância indutiva e a resistência. Cada uma dessas componentes apresenta um comportamento diferente uma da outra quando a sonda entra na região do defeito, com os valores de pico das amplitudes diferentes. Porém, as componentes mantêm-se em fase, além de apresentarem característica de sinal transiente. Levando-se em consideração esses fatores, foi necessário simular alguns sinais numericamente, classificados como sinais padrão, a fim de testar o programa que executa a decomposição EMD e a posterior análise espectral de Hilbert HSA, como definido pela transformada de Hilbert-Huang.

Os sinais padrão são usados para verificar a eficiência de um método, ferramenta, ou programa e, neste caso, têm como objetivo estimar a qualidade da decomposição EMD e da análise HSA em sinais de correntes parasitas. Para essa verificação, dois sinais padrão amplamente usados em comunicação de dados foram simulados, um variando a amplitude, denominado de Amplitude

Chaveada (*Amplitude-Shift Keying* - ASK), e outro variando a frequência, denominado de Frequência Chaveada (*Frequency-Shift Keying* - FSK). Esses sinais são obtidos através da combinação de um sinal modulante (analógico ou digital) e um sinal portador (onda portadora - senóide), resultando num sinal modulado desejado ASK e FSK. A Figura 20 mostra um sinal modulante, que pode ser interpretado como uma função janela, a onda portadora ou sinal a ser “janelado”, e os dois sinais modulados ASK e FSK. Assim, os sinais ASK e FSK podem ser representados por:

$$ask(t) = \begin{cases} A_1 \cos(2\pi f t + \theta), & t \geq 2 \\ A_2 \cos(2\pi f t + \theta), & t \leq 2 \end{cases} \quad (5.1.1)$$

$$fsk(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \theta), & t \geq 2 \\ A \cos(2\pi f_2 t + \theta), & t \leq 2 \end{cases} \quad (5.1.2)$$

Onde A_1 e A_2 são amplitudes diferentes, f_1 e f_2 são frequências diferentes.

Após ter simulado os sinais ASK e FSK, o passo seguinte foi executar o algoritmo da THH (decomposição EMD e análise HSA), para enfim verificar o comportamento de um sinal mediante a transformada, além de verificar a eficiência da transformada de Hilbert-Huang.

O primeiro sinal a ser examinado foi o FSK, de frequência variante, e depois o sinal ASK, de amplitude variante. O método EMD aplicado ao sinal FSK gerou um total de 6 IMFs, sendo 5 modos de funções c e um resíduo r (Figura 21).

A segunda fase da transformada de Hilbert-Huang consiste na geração do espectro de Hilbert, ou seja, obter o gráfico da distribuição tempo-frequência da amplitude de cada IMF gerada na decomposição EMD. Nesse trabalho optou-se em mostrar dois modelos diferentes de gráficos do espectro de Hilbert, o primeiro com fundo de cor azul (Figura 22-a) é o mais tradicional na literatura consultada, gerado através da imagem da matriz tempo-frequência-amplitude do sinal. E o segundo, com fundo de cor branca, menos comum na literatura (Figura 22-b).

Figura 20 - Sinais padrão simulados: sinal digital modulante, sinal portador, ASK e FSK.

Figura 21 - IMFs geradas do sinal FSK pela decomposição EMD.

Nesse primeiro sinal simulado, FSK, o espectro de Hilbert apresentou resultados onde é possível identificar as frequências da principal componente IMF, com valor próximo de 10 Hz até o instante de tempo de 2 segundos, quando

abruptamente a frequência atinge o valor próximo de 3 Hz, mantendo a amplitude constante, isto é, não há mudança de tonalidade das cores na faixa de frequência da respectiva IMF, assim como no sinal simulado.

Figura 22 - Espectro de Hilbert do sinal FSK mostrado de duas maneiras diferentes: a) imagem dos pontos e b) pontos discretos.

Essa informação em frequência é verificada calculando o espectro da magnitude em frequência, ou espectro de Fourier do sinal. Na Figura 23 é possível confirmar os resultados obtidos no espectro de Hilbert, onde o sinal ASK (apresentado mais adiante) contém apenas uma frequência e o sinal FSK contém duas frequências.

Figura 23 - Espectro de frequência dos sinais ASK e FSK em relação a magnitude.

As outras componentes IMFs geradas concentraram-se numa região de frequências mais baixas e, para facilitar a respectiva análise, foi gerado um espectro de Hilbert para cada IMF isoladamente (Figura 24).

É interessante verificar que, com exceção da principal componente IMF, as demais IMFs possuem amplitudes diferentes em instantes de tempo e frequência também diferentes, sendo identificadas pela variação de tonalidade das cores no espectro.

Figura 24 - Espectro de Hilbert mostrado individualmente para cada IMF do sinal FSK: a) IMF 1 e b) IMF 2.

Figura 24 - Continuação - Espectro de Hilbert mostrado individualmente para cada IMF do sinal FSK: c) IMF 3 e d) IMF 4.

Figura 24 - Continuação - Espectro de Hilbert mostrado individualmente para cada IMF do sinal FSK: e) IMF 5 e f) IMF 6.

O sinal ASK também gerou 6 IMFs (Figura 25). A região com mudança de amplitude do sinal concentra as iterações da decomposição EMD para gerar as IMFs.

Figura 25 - IMFs geradas do sinal ASK pela decomposição EMD.

O espectro de Hilbert do sinal ASK (Figura 26) mostra a única frequência do sinal próxima de 8 Hz, com a amplitude variando a partir do instante $t = 2$ s.

Figura 26 - Espectro de Hilbert do sinal ASK mostrado de duas maneiras diferentes: a) imagem e b) pontos discretos.

5.2 Sinais Experimentais

Uma segunda etapa a fim de validar o algoritmo da THH foi obtida através da aquisição de sinais experimentais, pois os sinais derivados de experimentos anexam ruídos durante o processo de geração e aquisição de dados, tornando-se úteis nessa aplicação. Para isto, um osciloscópio de duplo traço e dois geradores de funções foi utilizado para fornecerem dois canais, um de cada gerador, com frequência ajustada em 10 Hz e 20 Hz respectivamente, e amplitude com 5,0 V e 2,5 V respectivamente, como mostrado na Figura 27. Esse procedimento foi adotado porque o equipamento de inspeção MIZ 17ET fornece na saída analógica até quatro canais de dados, ou seja, opera com até quatro frequências diferentes. As etapas que se seguiram após a aquisição dos sinais foram em carregar o arquivo no MATLAB e executar o programa da THH, onde se obteve primeiro a decomposição EMD e depois o espectro de Hilbert.

Figura 27 – Aquisição dos sinais do gerador de funções: a) canal 1, b) canal 2 e c) canal 1 e canal 2.

O canal 1 gerou seis IMFs (Figura 28) onde é possível identificar claramente a IMF principal (IMF 2) que apresenta característica física do canal 1, um ruído (IMF 1) e o resíduo (IMF 6).

Figura 28 - As IMFs obtidas da decomposição EMD do canal1.

O espectro de Hilbert do canal 1, como se deve esperar de um sinal real, mostrou uma componente de alta frequência (Figura 29-a), onde foi necessário ajustar a escala do eixo de frequência para visualizar as IMFs (Figura 29-b).

Figura 29 - Espectro de Hilbert do canal 1: a) completo e, b) detalhe das IMFs.

Na apresentação do espectro de Hilbert da Figura 30-a, torna-se visível a IMF 1 (ruído) na faixa de 500 Hz, e na Figura 29-b, a IMF 2 faixa de 10 Hz e as demais IMFs concentradas abaixo de 10 Hz.

Figura 30 - Espectro de Hilbert canal 1: a) completo e, b) detalhe das IMFs.

O sinal do canal 1 foi gerado com frequência de 10 Hz e é confirmado pelo espectro de frequência da Figura 31. Observe no espectro de Hilbert da Figura 30 que há uma componente na faixa de 10 Hz com amplitude constante e alta energia, exatamente como no espectro de frequência da Figura 31.

Figura 31 - Espectro de frequência do canal 1.

A decomposição EMD do canal 2 gerou 9 IMFs, três a mais do que o canal 1, sendo uma delas, a IMF 2, caracterizando um ruído de alta frequência (Figura 32).

Figura 32 - As IMFs obtidas da decomposição EMD do canal 2.

Figura 32 - Continuação: As IMFs obtidas da decomposição EMD do canal 2.

Assim como ocorreu no canal 1, ficou bem definido a componente principal da decomposição EMD do canal 2, a IMF 3, que encontra-se na faixa de 20 Hz, confirmada pelo espectro de frequência, e as demais IMFs concentradas em 10 Hz ou abaixo (Figura 33). Na outra apresentação do espectro de Hilbert (Figura 34-a) encontram-se mais visível a IMF 1 e IMF 2, ambas com características de ruído, oscilam na faixa de 400 Hz a 600 Hz. Na Figura 34-b, as IMFs restantes são visualizadas ajustando-se a escala de frequência na faixa de 0 a 100 Hz. Nota-se claramente a componente principal em 20 Hz com amplitude constante.

Figura 33 - Espectro de Hilbert e o espectro de frequência do canal 2.

Figura 34 - Espectro de Hilbert do canal 2: a) espectro total; b) detalhe das IMFs.

As etapas da transformada de Hilbert-Huang correspondente a decomposição EMD e Espectro de Hilbert aplicado nos sinais padrão foram finalizadas, o passo seguinte foi efetuar a reconstrução do sinal original.

A reconstrução do sinal ocorreu em dois caminhos distintos (Huang, 1998), para posterior comparação, uma através da somas das IMFs definida pela equação (3.1.6):

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j + r_n$$

Que pode ser reescrita como a reconstrução total RT :

$$RT[x(t)] = IMF_1 + IMF_2 + \dots + IMF_n + r_n = \sum_{j=1}^n IMF_j + r_n \quad (5.2.1)$$

E a reconstrução por meio de uma equação equivalente de função de transferência (3.2.23):

$$x(t) = Re \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{i \int \omega_n dt}$$

Em muitas aplicações, os sinais estão diretamente relacionados a quantidades físicas que absorvem energia de um sistema físico. Essa relação é denominada de energia do sinal. A energia de um sinal contínuo $x(t)$ num intervalo $t_1 < t < t_2$ é definida como:

$$E = \int_{t_1}^{t_2} |x(t)|^2 dt \quad (5.2.2)$$

onde $|x(t)|$ é o valor absoluto do sinal (que pode ser uma função real ou complexa). Para um sinal discreto $x[n]$, a energia no intervalo $t_1 < t < t_2$ é definida como:

$$E = \sum_{n=1}^N |x[n]|^2 \quad (5.2.3)$$

onde $|x[n]|$ é o valor absoluto do sinal discreto, e n é a n -ésima amostra. Assim, substitui-se $x[n]$ pelas funções IMFs de maneira que se tem:

$$E_{IMF} = \sum_{j=1}^n |IMF_j|^2 \quad (5.2.4)$$

Consequentemente,

$$E_{SR} = \sum E_{IMF} + E_{residuo} \quad (5.2.5)$$

onde E_{SR} é a energia do sinal reconstruído, e $E_{residuo}$ é a energia do resíduo.

A energia de cada função IMF foi calculada assim como a soma das energias das IMFs para comparar com a energia do sinal original, como mostra a Tabela 1. Nota-se que há uma diferença de apenas 585,85 unidades (4,11% do sinal), que permanece dentro da relação sinal-ruído (S/N) aceitável (BALBINOT, 2006), ou seja, $S/R < 5\%$ (713,00) do sinal total. Como será apontado adiante nos experimentos do sinal de correntes parasitas, o valor da energia das IMF torna-se fundamental no processo de reconstrução do sinal exercendo a função de filtro de ruídos.

Tabela 1 - Energia de cada IMF, total das IMFs e do canal 2.

Sinal/Função	Energia
Imf 1	0,0411
Imf 2	0,0223
Imf 3	13674,0935
Imf 4	0,0132
Imf 5	0,0034
Imf 6	0,0013
Imf 7	0,0024
Imf 8	0,0020
Imf 9	0,0002
Total imf	13674,1798
Canal 2 = $x[n]$	14260,0304

O resultado da reconstrução do canal 2 é mostrado na Figura 35. Em (a) tem-se a reconstrução feita pela equação de transferência (3.2.23), em (b) a reconstrução feita pela somatória das IMFs e resíduo, e em (c) estão as duas reconstruções sobrepostas para comparação, mostrando que não houve perda significativa de dados.

Figura 35 - Reconstrução do sinal do canal 2.

5.3 Sinais experimentais do tubo de aço ASTM A-249-316L

Após ter construído um banco de dados, isto é, um arquivo de sinais da inspeção por correntes parasitas, o passo seguinte foi fragmentar o sinal original inteiro em segmentos relacionados aos defeitos 1, 2,..., n para se aplicar a transformada de Hilbert-Huang nas componentes indutiva e resistiva separadamente, com o objetivo de analisar o comportamento da transformada individualmente para cada componente do sinal de ECT.

Em inspeções realizadas em campo pela indústria, os defeitos quando detectados pelo técnico de inspeção, são analisados individualmente como descritos pelo código ASME, visto anteriormente. Nessa pesquisa, o procedimento ASME também foi adotado. No entanto, alguns sinais reais extraídos de tubos com corrosão apresentaram defeitos de aspectos amorfos, isto é, diferente dos sinais do padrão ASME, além de conterem ruídos, dificultando a segmentação. Devido a essa característica, em alguns arquivos, a transformada foi aplicada ao sinal sem segmentá-lo.

A transformada de Hilbert-Huang é essencialmente numérica e como tal conduz a geração de muitos gráficos. Diante disso, apenas os gráficos das componentes reatância indutiva e resistência do defeito 1 (defeito correspondente ao furo passante do tubo de aço inox ASTM A-249-316L) serão mostrados mais adiante, uma vez que os defeitos em padrão ASME apresentaram características semelhantes quando processados pela transformada de Hilbert-Huang.

As componentes reatância indutiva e resistência do defeito 1 isolado dos demais defeitos do tubo podem ser visualizados na Figura 36 juntamente com o sinal de *Lissajous*. Observe que o sinal contém ruídos.

Os procedimentos usados para os sinais simulados e sinais reais do gerador de funções também foram seguidos para sinais de correntes parasitas. Primeiro obtém-se as IMFs da decomposição EMD (Figura 37), em seguida, o espectro de Hilbert (Figura 38), e por fim, a reconstrução do sinal.

Figura 36 - Sinal original do tubo de aço 316L: a) componentes da reatância e resistência; b) Sinal Lissajous.

Figura 37 - IMFs da componente resistência.

Figura 37 - Continuação: IMFs da componente resistência.

O método EMD aplicado ao defeito 1 gerou um total de 11 IMFs para a componente resistiva, sendo 10 componentes e um resíduo. Analisando as IMFs geradas observa-se que as IMF 10 e IMF 11 possuem amplitude considerável, e dessa forma, possuem energia significativa. Já as IMFs de 1 a 6 apresentam períodos curtos de alta frequência. Essas análises são confirmadas observando-se qualquer um dos espectros de Hilbert obtidos dessas IMFs e visualizados na Figura 38. As duas IMFs de amplitude significativa e período longo destacam-se

nos espectros por linhas de tonalidade vermelha. E as IMFs de períodos curtos se espalham pelo espectro.

Figura 38 - Espectro de Hilbert da resistência.

Para evidenciar essa análise, o espectro de frequência gerado (Figura 39) mostra uma magnitude próxima de 2 Hz, coincidindo com as IMFs mais energéticas no espectro de Hilbert.

Figura 39 - Espectro de frequência da resistência.

No estudo de processamento de sinais, o procedimento usado para eliminar ruído (filtro para ruídos) é denominado de *De-noising*. No trabalho realizado por LOPEZ (2002), a utilização de Wavelets gerou resultados concretos com relação à eliminação de ruídos de sinais das inspeções por correntes parasitas, obtendo assim um *De-noising* do sinal. No presente trabalho, com base nos trabalhos de LOPEZ (2002) e de FLANDRIN *et al.* (2004), também executou-se um *De-noising* dos sinais da inspeção por correntes parasitas, porém, usando as IMFs geradas no método EMD, como descritas pela equação (5.2.1):

$$RT[x(t)] = IMF_1 + IMF_2 + \dots + IMF_n + r_n = \sum_{j=1}^n IMF_j + r_n$$

O *De-noising* executado utilizando o método EMD consiste em somar as IMFs de maior energia (componentes principais) e eliminar as IMFs de menor energia (prováveis ruídos) na etapa de reconstrução do sinal, razão pela qual a energia de cada IMF foi calculada.

Os resultados do *De-noising* da componente resistiva são apresentados na Figura 40, mostrando sempre o sinal reconstruído totalmente pela função de transferência juntamente com o sinal *De-noised*. O *De-noising* de (a) até (c) ainda contém ruídos, mesmo que diminuindo gradativamente. Em (d) o *De-noising*

alcança o estágio desejado, isto é, o sinal está livre de ruídos. Já em (e) o sinal se deformou.

Figura 40 - Reconstrução da componente resistência e o De-noising.

Figura 40 - Continuação: Reconstituição da componente resistência e De-noising.

Figura 40 - Continuação: Reconstrução da componente resistência e De-noising.

O procedimento foi mantido para a componente reatância indutiva. O resultado se manteve não só para a reatância como também para os demais defeitos desta amostra de tubo e também para os tubos restantes. Alguns defeitos sofreram uma pequena variação no número de IMFs da componente resistiva. Isso se deve ao fato de a componente resistiva ter maior sensibilidade a diferentes tipos de ruídos do que a componente da reatância indutiva.

A decomposição EMD da reatância indutiva gerou 11 IMFs, sendo as três últimas as IMFs mais energéticas (Figura 41).

Figura 41 - IMFs da componente reatância indutiva.

Figura 41 – Continuação: IMFs da componente reatância indutiva.

Nos espectros de Hilbert da reatância indutiva (Figura 42), as IMFs mais energéticas são claramente identificadas pelas linhas com tonalidades de vermelho e com frequência abaixo de 5 Hz. Esses dados são confirmados obtendo o espectro de frequência do sinal (Figura 43).

Figura 42 - Espectro de Hilbert da componente reatância indutiva.

Figura 43 - Espectro de frequência da componente reatância indutiva.

A Figura 44 e Figura 45 mostram respectivamente a reconstrução e *De-noising* da reatância indutiva e do sinal de *Lissajous* formada por ambas as componentes, a resistência e a reatância indutiva. Note a diferença entre o sinal original da *Lissajous* e o sinal *De-noised* (filtrado).

Figura 44 - Reconstrução do sinal da reatância indutiva e do *De-noising*.

Figura 45 - Reconstrução do sinal de Lissajous: (a) sinal De-noised, (b) sinal original e sinal De-noised.

A Figura 46 e Figura 47 mostram o sinal original e respectivo *De-noising* da componente reatância indutiva e resistência, em seguida a do sinal *Lissajous*, de um tubo de aço inoxidável ASTM A-249-316L com corrosão induzida.

Figura 46 - Sinal do defeito de corrosão e depois do *De-noising*.

Diferentemente de tubos em padrão ASME, que possuem danos artificiais usinados e espaçados um do outro a uma distância suficiente para detecção do sinal pela sonda, o tubo corroído apresentou defeitos distribuídos irregularmente e

com amplitude também variante ao longo da superfície. Esse comportamento do defeito de corrosão resultou em sinais de *Lissajous* irregulares e distorcidos, dificultando sua análise. Por este motivo, o *De-noising* foi aplicado no sinal inteiro.

Figura 47 - Sinal de Lissajous original e do De-noising.

Alguns sinais apresentaram efeitos de borda nas IMFs geradas pelo EMD e durante a aquisição dos sinais. Foi adicionado um procedimento à THH como uma maneira de melhorar a visualização dos sinais após o *De-noising* e assim efetuar o diagnóstico mais correto possível do defeito: Este procedimento é denominado de *Zero-padding* ou preenchimento nulo. Trata-se de um recurso numérico que tem por finalidade preencher com valores nulos (zeros) trechos de vetores e matrizes. Em processamento de sinais, o *Zero-padding* é um recurso usado de duas maneiras distintas. Um deles é executar a função janela de um sinal, isto é, separar um trecho de interesse desse sinal e analisá-lo separadamente, efetuando o produto de uma função sinal pela função janela desejada. Consiste na substituição dos valores numéricos do trecho que não interessa para análise por zeros. O outro é aplicado para se obter uma representação visual melhor na resolução em frequência do sinal. Este procedimento é executado aumentando o número de amostras preenchidas com zeros.

O número total de pontos do sinal amostrado é o fator que determina a resolução em frequência e aplicando-se o *Zero-padding* não se adiciona informação alguma ao sinal. Mesmo que o *Zero-padding* não adiciona valor a resolução em frequência do sinal amostrado, esse recurso oferece uma visualização mais detalhada da representação do sinal no domínio da frequência. A fim de mostrar uma explicação analítica, toma-se como exemplo a Transformada de Fourier $F(\omega)$, onde ω é frequência angular, $\omega = 2\pi f$, como segue:

$$\mathcal{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-j\omega t} dt \quad (5.1.1)$$

Agora supondo que uma dada função $f(t)$ seja um sinal que tem valores zeros fora do intervalo $[a, b]$, e assume-se que $a < b < c$. Com isso, pode-se colocar a equação anterior da seguinte forma:

$$\mathcal{F}(\omega) = \int_a^c f(x)e^{-j\omega t} dt = \int_a^b f(x)e^{-j\omega t} dt + \int_b^c f(x)e^{-j\omega t} dt \quad (5.1.2)$$

Uma vez que $f(t) = 0$ está fora do intervalo $[a, b]$ por definição, a segunda integral é calculada em zero, ou seja, pode-se adicionar um 0 no lado direito da equação anterior e obter-se:

$$\mathcal{F}(\omega) = \int_a^c f(x)e^{-j\omega t}dt = \int_a^b f(x)e^{-j\omega t}dt + 0 \quad (5.1.3)$$

Sendo assim, para sinais contínuos, $F(\omega)$ é o mesmo considerando-se $f(t)$ ou não fora desta representação. Para um sinal discreto, isto é, um sinal amostrado, o número de pontos do sinal no domínio da frequência é igual ao número de pontos no domínio do tempo, assim, adicionando zeros significa que haverá mais pontos no domínio da frequência (WEEKS, 2007). Uma vez que os pontos estão mais próximos, a análise do espectro de frequência tem um resultado mais detalhado.

Contudo, para a situações onde os sinais apresentaram efeito de borda nas IMFs, adaptou-se o conceito da técnica de *Zero-padding* utilizando-se de valores em torno de zero, que se aproximavam de uma estabilização no início e fim de cada sinal adquirido. Com esta adaptação, para trechos selecionados nos sinais (bordas), possibilitou-se a eliminação da energia acumulada nos extremos das IMFs e, conseqüentemente, a eliminação do ruído na reconstrução. A Figura 48, Figura 49 e Figura 50 ilustram o processo para executar o *Zero-padding* das componentes resistência e reatância indutiva e o resultado final da *Lissajous*.

Observe que os pontos selecionados para *Zero-padding* encontram-se além dos limites da região transiente que definem o sinal do defeito. Observe também que os valores dos pontos encontram-se próximo de zero, mas não exatamente em zero.

Figura 48 - Zero-padding da resistência.

Figura 49 - Zero-padding da reatância.

Figura 50 - Zero-padding do sinal de Lissajous reconstruído.

Na Figura 51 é mostrado o resultado do *De-noising* e *Zero-padding* do sinal de *Lissajous* do tubo de aço inoxidável ASTM A-249-316L em padrão ASME.

Figura 51 - Zero-padding do sinal reconstruído do tubo de aço ASTM A-249-316L.

Na Figura 52 é mostrado o resultado do *De-noising* e *Zero-padding* para o tubo de Inconel 600 também com danos em padrão ASME.

Figura 52 - Zero-padding do sinal de Lissajous reconstruído Inconel 600.

6. CONCLUSÕES E DISCUSSÕES

A transformada de Hilbert-Huang aplicada em sinais de correntes parasitas, utilizada no presente trabalho, forneceu dois recursos alternativos: Um de pré-processamento e outro de análise de sinais.

O primeiro deles, a decomposição EMD, trata-se de um procedimento empírico que decompõe um sinal em funções modais intrínsecas, isto é, gera um conjunto de funções harmônicas, e que foi utilizado nessa pesquisa para filtragem de ruídos recebendo a denominação de *De-noising*.

Os sinais de inspeção por correntes parasitas comportam-se como um sinal transiente e com características de sinal não estacionário e não linear. Isso se verifica empiricamente ao introduzir a sonda de inspeção num tubo qualquer ou de padrão ASME. Quando a sonda desloca-se numa região sem danos, o sinal correspondente é um ponto fixo na tela do equipamento, independente da distância e do tempo decorrido. Ao atingir um defeito, um sinal é gerado. A amplitude, período e formato desse sinal são relacionados ao tipo e localização do defeito, além das propriedades do material. Dessa forma, o método de decomposição EMD mostrou-se eficiente quando aplicado nestes sinais, principalmente por oferecer um recurso de filtragem de ruídos, além de fornecer as funções IMFs para serem analisadas no espectro de Hilbert.

O *De-noising* do sinal realizado através da decomposição EMD permitiu separar o sinal de interesse do sinal de ruído não desejado, apresentando um comportamento adaptativo, isto é, o processo de filtragem é moldado de acordo com a necessidade da análise.

O procedimento adotado neste trabalho com a finalidade de extrair a informação significativa de um sinal ou linha de dados é classificado como pré-processamento de sinais. Para isto, o sinal foi conduzido por meio de uma série

de rotinas que reduziram a quantidade de dados analisados e classificados por algoritmos. Sendo assim, a decomposição EMD, tratada nesse trabalho de pesquisa, pode integrar o conjunto de ferramentas de pré-processamento de sinais mais comumente usados, como os filtros passa-alta, passa-baixa, passa-faixa, além das transformadas de *Wavelets*.

Os gráficos das funções IMFs geradas pela decomposição EMD fornecem primeiro as componentes de alta frequência e baixa energia e em seguida os de alta energia. Essa identificação tornando-se visível nos gráficos dos sinais experimentais adquiridos do gerador de funções e do equipamento de inspeção. Por exemplo, na Figura 28 e Figura 31, a decomposição EMD do sinal experimental do canal 2 gerou três funções IMFs a mais do que o sinal do canal 1, sendo as duas primeiras, a IMF 1 e IMF 2, caracterizando ruídos de alta frequência. Este comportamento pode ser atribuído ao gerador de funções que forneceu o canal 2 por ser de um fabricante diferente do gerador do canal 1, sabe-se, pois que hardwares e instrumentos são fontes geradoras de ruídos.

Outro recurso fornecido pela transformada de Hilbert-Huang aos sinais de correntes parasitas é o espectro de amplitude de Hilbert, ou somente espectro de Hilbert. Esse espectro aplicado aos sinais foi eficaz para identificar as principais componentes de um dado sinal de defeito, caracterizados por ser de baixa frequência e alta amplitude, ou seja, identificou as componentes com maior energia. Foi eficaz também ao identificar as componentes indesejadas do sinal, como por exemplo, os ruídos, caracterizados por apresentar períodos curtos de alta frequência e baixa amplitude, ou seja, identificou sinais de baixa energia.

Os sinais simulados numericamente (ASK e FSK) e os experimentais adquiridos do gerador de funções (canal 1 e 2) mostram claramente a eficiência do espectro. Por exemplo, a diferença de amplitude no sinal ASK (Figura 26) e a variação da frequência no sinal FSK (Figura 22 e Figura 22) são facilmente identificadas. Mudanças abruptas do comportamento dos sinais no tempo também podem ser verificadas, como aconteceu com ASK e FSK no instante 2 segundos.

O espectro de Hilbert fornece uma distribuição tempo-frequência-energia de um sinal, e que permite determinar qual frequência existe num certo instante

de tempo e a qual amplitude, diferente do espectro de Fourier, que fornece a informação de qual frequência existe numa série de dados. Isso significa que a expansão de Fourier é dada no sentido global, e a expansão pela transformada de Hilbert-Huang é dada num sentido local devido aos seus atributos instantâneos. A resolução no tempo do espectro de Hilbert pode ser tão precisa quanto à taxa de amostragem dos dados. De fato, o espectro de Hilbert dá o melhor ajuste de uma função seno ou cosseno localmente, e a frequência é uniformemente definida por uma derivada local da função fase (θ).

A etapa de reconstrução demonstrou-se eficiente devido ao fato de que a decomposição EMD é uma técnica que possibilita efetuar o *De-noising* do sinal, ou seja, o método EMD serve como filtro de altas frequências. A reconstrução foi obtida de dois caminhos diferentes, um por meio da somatória das funções IMFs geradas (incluindo o resíduo), outro através de uma equivalente função de transferência. Em ambos os caminhos a reconstrução do sinal é obtida plenamente. Nessa pesquisa, contudo, a primeira forma de reconstrução ficou direcionada para executar o *De-noising*, e a segunda para verificação da primeira, isto é, verificar se na reconstrução o sinal perdeu energia (dados ou informação).

No primeiro programa computacional desenvolvido para a decomposição EMD, o recurso *Zero-padding* foi adaptado para ser utilizado em alguns sinais a fim de eliminar a energia acumulada nos extremos dos gráficos das funções IMFs e corrigir algum possível ruído numérico mostrando-se eficiente na eliminação desses acúmulos nos extremos das IMFs. Porém, um segundo programa melhor estruturado foi utilizado, adaptado de RILLING (2003), e o recurso do *Zero-padding* não foi mais necessário, pois o algoritmo foi desenvolvido evitando esses acúmulos de energia nos extremos, também denominado de efeito de borda (Huang, 1998, 1999).

Finalmente, pode-se apontar como a maior contribuição deste trabalho a utilização de uma ferramenta alternativa de processamento de sinais, ao aplicar a transformada de Hilbert-Huang para analisar sinais de defeitos nas inspeções por correntes parasitas realizadas em tubos de trocadores de calor dos GVs,

fornecendo um mecanismo eficaz para remoção de ruídos, e um diagrama que descreve características tempo-frequência-amplitude do sinal.

7. TRABALHOS FUTUROS

Esse trabalho integra a pesquisa acadêmica e a aplicação industrial, de maneira que, será possível desenvolver novos estudos em ambas as áreas como descrito a seguir.

A inspeção por correntes parasitas é amplamente usada nas usinas nucleares de reatores tipo PWR. Dessa forma, verificar o comportamento do sinal mediante os materiais irradiados comparando-os com os sinais antes de serem irradiados, além de expandir a outros componentes da planta. Um estudo mais específico sobre corrosão torna-se necessário, como por exemplo, induzir corrosão sob tensão (principal causa de defeitos nos tubos dos trocadores de calor em GVs) em amostras de tubos de GVs na liga 690 (liga dos GVs atuais) com o objetivo de extrair sinais de defeitos reais na inspeção.

Na transformada de Hilbert-Huang a decomposição EMD é um método numérico de decomposição de um sinal em funções intrínsecas, e cada etapa desse processo deve receber os devidos tratamentos. Diante disso, aplicar outras funções de interpolação dos pontos de máximos e mínimos locais nas funções IMFs da decomposição pode ser uma alternativa para reduzir o número de iterações executadas, além de abordar outros critérios de paradas usados para limitar o número de IMFs geradas na decomposição.

Por fim, executar o processamento de um dado sinal (simulado ou arquivo experimental) usando diversos tipos de filtros de sinais e transformada de *Wavelets*, com o objetivo de comparar os resultados fornecidos para filtragem de ruídos com a decomposição EMD, como também comparar as características do espectro gerado por essas ferramentas com o espectro da transformada de Hilbert-Huang, o espectro de Hilbert.

8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

American Society of Mechanical Engineers - ASME: Boiler and Pressure Vessel Code, Section V, 2008

BAILLY H., MÉNESSIER D., PRUNIER C.: The Nuclear Fuel of Pressurized Water Reactors and Fast Reactors – Design and Behavior, Collection du Commissariat à L'Energie Atomique, Paris, France, 1999.

BALBINOT, A., BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**, Vol.1, Rio de Janeiro: LTC, 2006.

CHEN, G., YAMAGUCHI, A., MIYA, K.: *A Novel Signal Processing Technique for Eddy-Current Testing of Steam Generator Tubes*, IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 34, Nº 3, May, 1998.

EPRI - *Eddy Current Testing of Service Water Heat Exchangers for Engineers Guideline*, Palo Alto, CA: Report TR-110392, 1999.

Flandrin, P., Rilling, G., and Gonçalves, P. *Empirical mode decomposition as a filterbank*. IEEE Signal Proc. Lett. 11 (2): 112–114, 2004.

GE - General Electric Company: Inspection Technologies Eddy Current, GEIT-10001US(3/5), 2005. <http://www.GEInspectionTechnologies.com> .

HANSELMAN, D., LITTLEFIELD, B. **Matlab 6: Curso Completo**. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

HUANG, N. E., LONG, S. R., SHEN, Z., *The mechanism for frequency downshift in nonlinear wave evolution*. Adv. Appl. Mech., v.32, pp.59-111, 1996.

HUANG, N. E., SHEN, Z., LONG, S. R., WU, M. C., SHIH, H. H., ZHENG, Q., YEN, N-C., TUNG, C. C., AND LIU, H. H. *The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-stationary Time Series Analysis*. Proceedings of the Royal Society London A, 454, 903–995, 1998.

HUANG, N. E., LONG, S. R., SHEN, Z. *A New View of Nonlinear Water Waves: The Hilbert Spectrum*. Annual. Rev. Fluid Mech. 31:417-57, 1999.

HUANG, N. E., WU, M. C., LONG, S. R., SHEN, S. S., QU, W., GLOERSEN, P., and FAN, K. L. *A Confidence Limit for the Empirical Mode Decomposition and Hilbert Spectral Analysis*. Proceedings of the Royal Society London A, 459, 2317–2345, 2003.

HUANG, N. E., ZHAOHUA, W. *A review on Hilbert-Huang transform: Method and its applications to geophysical studies*. Reviews of Geophysics, v.46, pp.1–23, 2008.

International Atomic Energy Agency - IAEA: *Interregional Training Course on Ageing Phenomena and Diagnostics for PWR – Type Reactor*, Nov. 25 – Dec. 13/1996.

LINS NETO, A.: ***Funções de uma variável complexa***. 2.ed. Rio de Janeiro: IMPA, 2008.

LOPEZ, L. A. N. M.: ***Transformadas de Wavelets e Lógica Fuzzy na Inspeção por Eddy Current em Tubos de Geradores de Vapor de Centrais Nucleares***, 2002. Tese (Doutorado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, São Paulo.

LOPEZ, L. A. N. M.: ***Concepção e Simulação Estática do Circuito Secundário de Usinas Nucleares de Pequena Potência***, 1989. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo.

LOPEZ, L. A. N. M., TING D. K. S., UPADHYAYA, B. R. Application of Wavelets Transform in De-noising Eddy Current Testing Signals of Heat Exchanger Tubes. Proceedings of the 17th International Congress of Mechanical Engineering, São Paulo, SP, Brazil, 2003.

LOPEZ, L. A. N. M., TING D. K. S., UPADHYAYA, B. R. Wavelet Transform Applied to Steam Generator Tubing Eddy-Current Signals Probe Wobble Removal. Proceedings of the International Nuclear Atlantic Conference, Santos, SP, Brazil, 2005.

LOPEZ, L. A. N. M., TING, D. K. S., UPADHYAYA, B. R. Removing Material Noise in Eddy-Current Inspections of Steam Generators Tubes Using Wavelet Transform, Proceedings of the 18th International Congress of Mechanical Engineering, Ouro Preto, MG, Brazil, 2005.

LOPEZ, L. A. N. M., TING, D. K. S., UPADHYAYA, B. R. Detecção Automática e Leitura de Figuras de Lissajous Geradas em Ensaios de Eddy Current. Proceedings of the Congresso Nacional de Ensaios Não Destrutivos, São Paulo, SP, Brasil, 2006.

MCMMASTER, R. C. ***Nondestructive Testing Handbook***, Vol. 2. New York, NY: The Ronald Press Company, 1959.

MESQUITA, R. N. de. ***Classificação de Defeitos em Tubos de Gerador de Vapor de Plantas Nucleares Utilizando Mapas Auto-organizáveis***. 2002. Tese (Doutorado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, São Paulo.

MIRANDA, C. A. J., MANESCHY, J. E. A., RODRIGUES, P. R. B.. Avaliação da Integridade Estrutural de Tubos de Gerador de Vapor de Usinas Nucleares - Um Caso Prático. Proceedings of the 8º CONGRESSO IBEROAMERICANO DE ENGENHARIA MECANICA, Cusco, Peru, 2007.

MIZ-17ET Eddy Current Test Instrument, *Operating Guide*, ZETEC, August 2000.

OLYMPUS Tube Inspection Probe Catalog. 200812 <http://www.olympus-ims.com/en/ndt-tutorials/eca-tutorial/what-is-eca/basic/>

POULARIKAS, A. D.: ***Transforms and Application Handbook***. 3.ed. CRC Press, 1999.

RILLING G., FLANDRIN P., GONÇALVES P. *On Empirical Mode Decomposition and its Algorithms*. IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing NSIP-03, Grado (Italy). 2003, URL code in: <http://perso.ens-lyon.fr/patrick.flandrin/emd.html>.

SILVA, A. S. O. , ALENCAR, D. A. Sondas para Inspeção de Trocadores de Calor Instalados em Usinas Nucleares Tipo PWR pelo Método de correntes Parasitas. INAC 2007.

SOARES, M. G.: ***Cálculo em uma variável complexa***. 5.ed. Rio de Janeiro: IMPA, 2009.

UPADHYAYA, B. R., da SILVA, D., HOOPER, W. C.: *Eddy-Current Test Data Analysis for Steam Generator Tubing Diagnosis*, Nuclear Engineering Department of The University of Tennessee, EPRI, 1997.

UPADHYAYA, B. R., HOOPER, W. C.: *An Automated Diagnostics System for Eddy-Current Data Analysis of Steam Generator Tubing*, Annual Report EPRI, 1998.

UPADHYAYA, B. R, ERBAY, A. S, HÂZI, G., Sung, K.Y.: *Eddy Current Test Data Analysis for Steam Generator Tubing Diagnosis Using Artificial Intelligence Methods*, Annual Report, EPRI, 1999.

WEEKS, M.: ***Digital Signal Processing Using MATLAB and Wavelets***. Infinity Science Press LLC, 2007.